

Cristina Labrador Páez

**ESTUDIO DE APLICACIÓN DE RFID Y GPR A
SMART FLOORS**

TRABAJO FINAL DE GRADO

dirigido por el Dr. David Girbau

Grado en Ingeniería Telemática



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2015

AGRADECIMIENTOS

Quiero dar las gracias a todos mis compañeros, amigos y familiares que siempre me han acompañado, apoyado y ayudado durante este trayecto.

Agradecer también al Dr. David Girbau por haberme ayudado a seguir adelante en este proyecto y por haberme enseñado muchos valores y maneras de trabajar admirables.

Cristina Labrador Páez

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN	5
1.1	RFID: REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE	5
1.1.1	<i>Introducción a la tecnología RFID</i>	5
1.1.2	<i>RFID CHIPLESS</i>	7
1.1.3	<i>Tecnología Ultra Wideband (UWB) para aplicaciones RFID</i>	9
1.1.4	<i>Ground Penetrating Radar (GPR)</i>	12
1.2	OBJETIVOS	12
1.3	ESTRUCTURA DEL PROYECTO	13
1.4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	13
2	DESCRIPCIÓN Y DISEÑO DEL SISTEMA	15
2.1	INTRODUCCIÓN	15
2.2	REFLECTORES PASIVOS	17
2.3	TAGS CHIPLESS CODIFICADOS EN EL TIEMPO	17
2.4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	21
3	REFLECTORES PASIVOS	23
3.1	RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN	23
3.2	RESULTADOS EXPERIMENTALES MEDIDOS. FALTA LA RAW DATA AL LADO. ¡ERROR! MARCADOR NO DEFINIDO.	
3.2.1	<i>Tamaño de los tags</i>	29
3.2.2	<i>Altura de los tags</i>	31
3.3	SIMULACIÓN DE TAGS CON DOS REFLECTORES METÁLICOS	34
3.3.1	<i>Estudio de separación entre reflectores</i>	38
3.4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	45
4	TAGS CHIPLESS	46
4.1	RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LAS MEDIDAS	46
4.1.1	<i>Retardo 1/3</i>	46
4.1.2	<i>Retardo 2/3</i>	49
4.1.3	<i>Retardo 3/3</i>	51
4.1.4	<i>Conclusiones</i>	52
5	COMBINACIÓN DE REFLECTORES PASIVOS CON TAGS CHIPLESS	53
5.1	INTRODUCCIÓN	53
5.1.1	<i>Retardo 2/3</i>	53
5.1.2	<i>Conclusiones</i>	54
6	CONCLUSIONES	55
7	ANEXOS	56
7.1	ANEXO II. DATA SHEET PULSON 400	56
7.1.1	<i>Overview</i>	56
7.1.2	<i>Hardware Block Diagram</i>	58
7.1.3	<i>Interfaces</i>	59
7.1.4	<i>Mechanical</i>	62
7.1.5	<i>Performance</i>	63
7.1.6	<i>Regulations and Export</i>	64
7.2	ANEXO I. FICHEROS MATLAB	66

1 INTRODUCCIÓN

La localización y guiado en interiores es un área que centra muchos esfuerzos de investigación actualmente. Los servicios de información y comunicaciones basados en la localización de individuos u objetos están configurándose como incipientes modelos de negocio llamados a revolucionar la forma de rentabilizar las inversiones en infraestructuras. Estos sistemas permiten desarrollar innumerables aplicaciones gracias al posicionamiento de objetos o personas en tiempo real. Algunos de los principales servicios están relacionados con el control de accesos, gracias a la identificación de los usuarios; la seguridad en red, basada en la localización física de los usuarios, la gestión de las instalaciones, que permite el ahorro energético, así como, servicios de emergencia y estadísticas.

La problemática de la localización en interiores ha sido objeto de un intenso estudio e investigación durante los últimos años. Hasta ahora, ninguna de las soluciones propuestas ha conseguido el éxito que han alcanzado los sistemas de localización y navegación análogos empleados en exteriores, sobre todo el GPS (*Global Positioning System*). Las razones de este fracaso han sido técnicas y sobre todo económicas: técnicas porque la localización en interiores plantea retos tecnológicos muy superiores a los de la localización en espacios abiertos y económicas porque la mayor parte de los sistemas propuestos utilizan gran cantidad de infraestructuras fijas (sensores, puntos de control, estaciones base, etc.), lo que hace aumentar mucho el coste.

Los sistemas de localización interior basados en etiquetas de identificación (RFID) de radiofrecuencia en el dominio de tiempo en banda ultra ancha (UWB) suavizan el impacto económico y ofrecen una gran precisión frente a otros sistemas propuestos basados en Wi-Fi, Bluetooth, infrarrojos...

1.1 RFID: Revisión del estado del arte

1.1.1 Introducción a la tecnología RFID

Con el fin de superar las limitaciones intrínsecas de los códigos de barras, en los últimos años se han desarrollado las tecnologías de identificación por radiofrecuencia (RFID) [1.1]. Los sistemas RFID se utilizan para recuperar de forma remota datos de objetos a los cuales se adhieren *tags* sin la necesidad de tener contacto físico o la línea de visión, utilizando ondas magnéticas o electromagnéticas. Con algunos sistemas de RFID también es posible medir varias etiquetas al mismo tiempo, y volver a escribir la información de la etiqueta.

La Fig. 1.1 muestra un esquema básico de un sistema RFID. Hay dos principales familias: RFID de campo cercano (Fig. 1.1 a) y RFID de campo lejano (Fig 1.1 b) [1.2].

La RFID de campo cercano se basa en el principio de la inducción magnética de Faraday (acoplamiento magnético). Ambos, lector y *tag* tienen bobinas. El lector alimenta el chip transpondedor del *tag*, que puede ser reescrito. La RFID de campo cercano se utiliza para pequeñas distancias, típicamente por debajo de $\lambda / (2\pi)$, donde λ es la longitud de onda [1.2]. Las normas ISO 15693 y 14443 establecen las frecuencias por debajo de 14 MHz, lo que resulta en un rango de unos pocos centímetros. La RFID de campo cercano se

utiliza para las tarjetas y para el control de acceso, pero no para la gestión de bienes debido a su limitado alcance.

La RFID de campo lejano utiliza ondas electromagnéticas propagadas a través de antenas, tanto en el lector como en el *tag*. Un lector puede ser monoestático si sólo tiene una antena que actúa para la transmisión (Tx) y recepción (Rx). Por el contrario, si el lector tiene antenas Tx y Rx separadas, es biestático. La antena del *tag* captura una onda EM enviada por el lector, a varios metros de distancia. Hay varias normas para RFID de campo lejano, como la norma EPC Gen2, para UHF con banda (868 MHz en Europa o 915 MHz en Estados Unidos), siendo ésta la más utilizada.

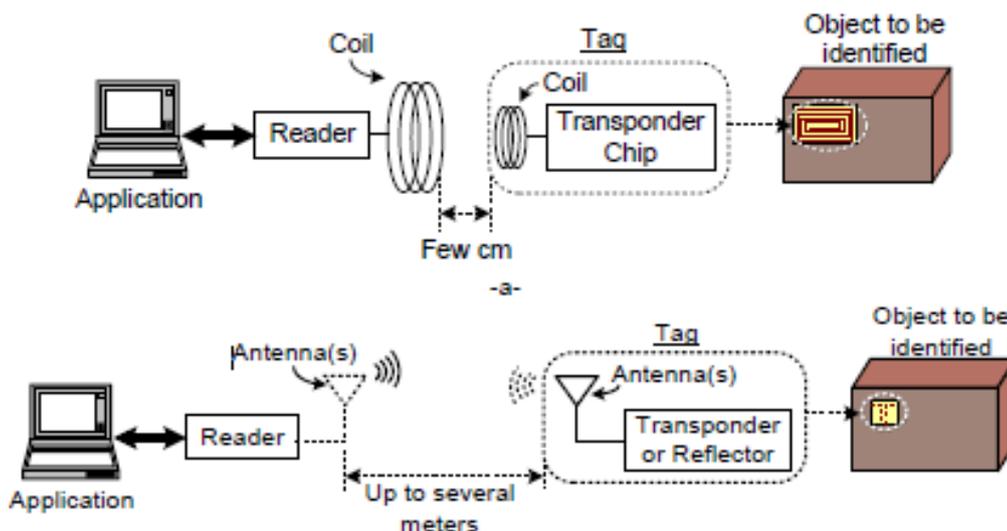


Fig. 1.1 Sistema RFID a) campo cercano b) campo lejano

A pesar de que el código de barras sigue siendo el estándar de facto, RFID es uno de los sectores de mayor crecimiento de la tecnología de radio. A partir de 2014, casi todos los *Smartphone* comerciales llevan integrado RFID de campo cercano con los estándares *Near Field Communication* (NFC) [1.3]. Wal-Mart y Tesco, algunos de los más grandes minoristas en Estados Unidos y Reino Unido, respectivamente, están adoptando RFID [1.2]. Por otra parte, la identificación inalámbrica se ha convertido en un campo multidisciplinario. Radio Frecuencia (RF), la tecnología de semiconductores, protección de datos y criptografía, las telecomunicaciones y áreas relacionadas se han unido para desarrollar *tags* RFID baratos, seguros, fiables, de largo alcance y autoalimentados.

Los sistemas RFID de campo lejano se pueden clasificar en función de cómo los *tags* obtienen la energía necesaria para responder a los lectores. Los *tags* activos son los más caros, ya que necesitan su propia fuente de alimentación (es decir, baterías), no sólo para alimentar su propio chip, sino también para generar la señal de radio con la respuesta para el lector. Los *tags* semipasivos son menos caros que los activos, ya que necesitan baterías, pero sólo para alimentar su propia circuitería lógica, no un transmisor. La respuesta se consigue cambiando la señal reflejada desde el lector, en un proceso llamado *scattering*. Esto significa que las baterías pueden ser más pequeñas y tienen tiempos de vida más largos (generalmente años). Por último, las etiquetas pasivas son las más baratas y tienen el mayor potencial comercial para la difusión a gran escala [1.4-1.5]. Las etiquetas pasivas utilizan la señal RF del lector para recoger la energía necesaria [1.4]. Dependiendo de la

región, hay diferentes bandas de frecuencias y potencias máximas permitidas asignadas para aplicaciones RFID [1.6]. En Europa, la banda más utilizada es 865,6 a 867,6 MHz, con una potencia máxima de transmisión de 2 W de potencia efectiva radiada (ERP), o, equivalentemente, 3,28 W de potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE). Del mismo modo, en Estados Unidos la banda RFID permitida es 902 a 928 MHz, con una potencia máxima de transmisión de 4 W PIRE, o, equivalentemente, 2,44 W de ERP. Como se puede observar, las regulaciones estadounidenses permiten más potencia transmitida que las europeas, lo que permite rangos de lectura más largos. La Fig. 1.2 muestra la arquitectura de un posible sistema RFID.

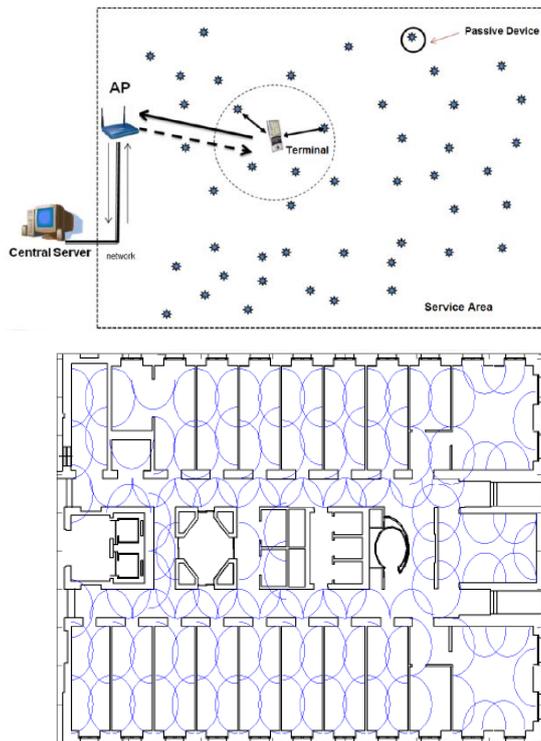
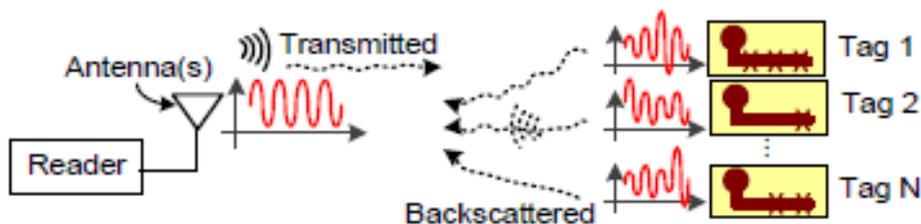


Fig. 1.2 Arquitectura de un posible sistema RFID

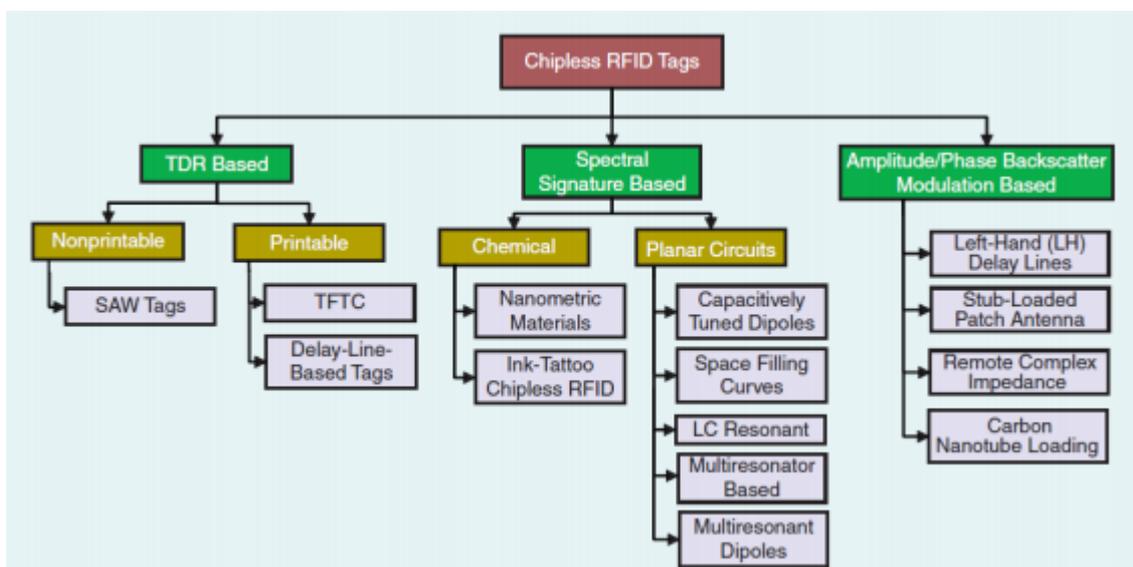
1.1.2 RFID CHIPLESS

Los *tags chipless* son un tipo específico de *tags* RFID pasivos. En estos *tags*, en lugar de almacenar la ID en un circuito integrado (IC), se almacena en modificaciones físicas permanentes cuando se fabrica la etiqueta. Estas modificaciones cambian de una etiqueta a otra. El uso de *tags chipless* no es viable para la identificación de grandes volúmenes de documentos en papel o de plástico, tales como billetes, sellos o sobres, ya que el precio de *tag* es más grande que el propio documento [1.5]. Pero los *tags chipless* pueden ser una alternativa de bajo coste para los sistemas RFID, ya que no necesitan un IC para trabajar [1.7-1.8]. En los *tags chipless*, el ID se almacena en modificaciones permanentes físicas en una *scattering antenna*. Las modificaciones son únicas para cada *tag*, y cambia su respuesta RF o firma. La fig 1.3a muestra un esquema de un sistema RFID *chipless*. Es importante tener en cuenta que los *tags chipless* no pueden cambiar su información una vez que se han fabricado, ya que sus características físicas son

permanentes. Sin embargo, RFID *chipless* puede proporcionar una alternativa de bajo coste, lo que podría aumentar las capacidades del código de barras. Puesto que no existe un estándar para RFID *chipless*, hay varios tipos de enfoques en la investigación para lograr *tags* RFID *chipless*. La Fig 1.3b muestra una clasificación de los *tags* RFID *chipless* [1.7]. Un inconveniente de los *tags* RFID *chipless* en comparación con los *tags* basados en chip es el pequeño número de posibles identificadores [1.7-1.8]. Sin embargo, este inconveniente no es muy importante si el *tag chipless* integra capacidades adicionales como la detección o la sensorización.



-a-



-b-

Fig. 1.3 a) Sistema RFID chipless b) Clasificación de tags RFID chipless

Los *tags chipless* basados en firmas espectrales (codificados en frecuencia) codifican el ID utilizando estructuras resonantes. Cada estado de bit corresponde a una presencia o ausencia de resonancia a una frecuencia dada. Los *tags* codificados en frecuencia son imprimibles, robustos, con una capacidad de identificación moderada y son de bajo coste. Sin embargo, se requiere un gran espectro de frecuencia para poder codificar un gran número de ID. Los *chemical tags* están diseñados a partir de un depósito de fibras de resonancia o tinta electrónica especial [1.9]. Los *tags chipless* impresos utilizan patrones de tinta electrónica impresos en la superficie del objeto que se ha marcado: el sustrato puede ser de mucho tipos [1.10].

En [1.11] se presenta un *tag* que consiste en un conjunto de dipolos idénticos verticalmente polarizados. Cada dipolo se sintoniza a una frecuencia diferente para codificar un bit de datos. En [1.12] se presenta un *tag de* frecuencia codificada en base a las curvas que llenan el espacio a 900 MHz. El principal inconveniente con este tipo de *tags* es la dificultad en la creación de los diseños apropiados para lograr las frecuencias de resonancia requeridas. Los *tags* resonantes LC consisten en una bobina de resonancia magnética a una frecuencia particular. En lugar de trabajar a una frecuencia predeterminada, como con las normas NFC, el lector barre una banda de frecuencia en busca de un pico de frecuencia de resonancia, que corresponde a la frecuencia única del *tag* (ID). Los *tags* resonantes LC comerciales son utilizados en las puertas de supermercados y comercios como antirrobo [1.13]. Un tipo interesante de *tags* son los basados en multiresonadores que consisten en una estructura con dos antenas de polarización cruzada [1.7]. Las antenas están conectadas con una línea de transmisión, cargada por resonadores a diferentes frecuencias. Finalmente, se presenta en [1.14] otro tipo de estructura multiresonante. En este caso, la estructura se crea por varios dipolos que *scattering* la onda incidente en su polarización ortogonal. El uso de la polarización ortogonal mitiga el acoplamiento entre las antenas del lector, lo que permite una mejor detección de las etiquetas.

1.1.3 Tecnología Ultra Wideband (UWB) para aplicaciones RFID

1.1.3.1 Introducción

La tecnología radio de banda ultra ancha (UWB) consiste en usar pulsos muy cortos (orden de nanosegundos) [1.15-1.16]. El uso de este tipo de pulsos hace que la señal sea más amplia en el dominio de la frecuencia; mucho más ancha que las comunicaciones tradicionales que utilizan señales de frecuencia multiplexada de banda estrecha. Una señal UWB se define como una señal con un ancho de banda mayor que el 20% de su frecuencia central, o una señal con un ancho de banda superior a 500 MHz tal y como se puede ver en la Fig. 1.4 .

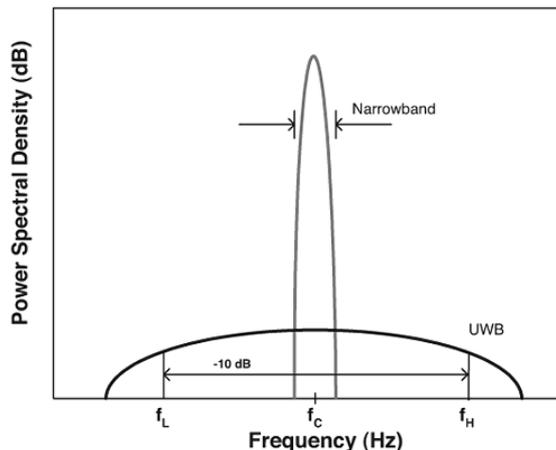


Fig. 1.4 Mínimo ancho de banda para una señal UWB

La Comisión Federal de Comunicaciones estadounidense (FCC) especifica una banda de operación para las señales UWB de 3.1 a 10.6 GHz en 2002 [1.15]. Esta banda se puede utilizar libremente, con la única limitación de la potencia radiada. Por lo tanto, las señales UWB no afectan a las comunicaciones de banda estrecha tradicionales. En Europa, el *European Telecommunications Standard Institute* (ETSI) y la *European Conference of Postal and Telecommunications Administrations* (CEPT) especifica una máscara de potencia ligeramente diferente para las comunicaciones UWB [1.17-1.18]. La Fig. 1.5 muestra los niveles máximos permitidos por la FCC y la ETSI.

En la Fig. 1.5 , hay una banda por debajo de 1 GHz que está destinado para el radar de penetración de suelo (GPR). Los sistemas GPR se basan en que la antena del radar apunta directamente al suelo, y por lo tanto no es probable que causen interferencia en otros sistemas [1.19].

La Fig. 1.6 compara la potencia de transmisión de una señal de UWB y una señal de banda estrecha. Se puede observar claramente que las señales UWB requieren menos energía que las de banda estrecha. Dado que los pulsos de UWB tienen este gran ancho de banda, un sistema UWB permite una mejor inmunidad a la propagación multitrayecto y a la interferencia de banda estrecha, porque este tipo de interferencias afectan sólo a una parte del espectro. UWB también tiene una buena penetración en los materiales. Otra ventaja de la tecnología UWB para RFID reside en el tamaño de las antenas, que es generalmente más pequeña que las de RFID de banda estrecha tradicionales, debido al aumento en la frecuencia de funcionamiento.

Existe una creciente demanda de nuevos diseños de antenas de pequeñas dimensiones. Las frecuencias más altas de UWB permiten lectores de mano compactos y un aumento en la resolución para sistemas de localización. Además, los circuitos de RF pueden ser más simples con UWB, y las tasas de transferencia de datos son superiores. Es por ello, que ha surgido el interés en la tecnología UWB en los campos de la industria y la investigación [1.20].

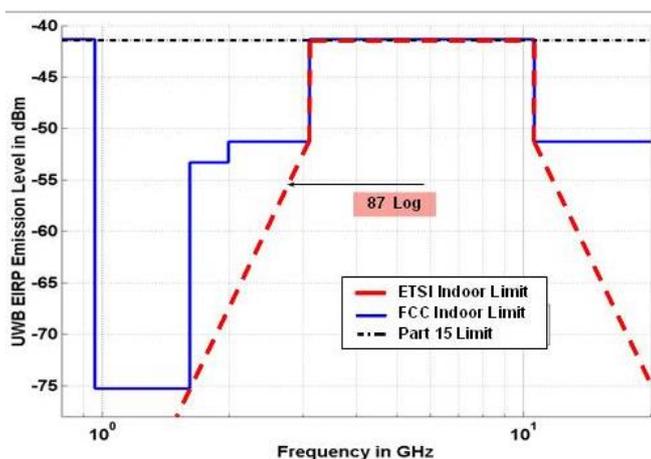


Fig. 1.5 Límites FCC y ETSI para sistemas de comunicaciones en interiores

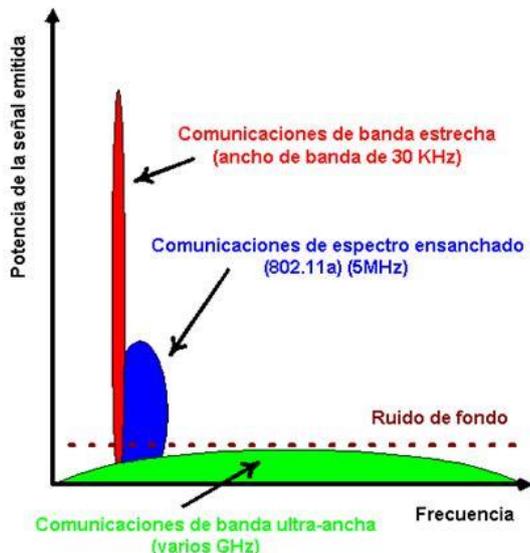


Fig. 1.6 Comparación diferentes tecnologías

1.1.3.2 RFID basado en UWB

La tecnología UWB puede ser una solución prometedora para los sistemas RFID de próxima generación debido a las ventajas inherentes a su gran ancho de banda.

Hay una gran cantidad de bandas de frecuencias que pueden ser utilizadas en RFID desde 9 kHz a 24 GHz. Algunas de estas bandas están atribuidas a los denominados ISM (Industrial, Científica y Médica), y por lo general se pueden utilizar sin ningún tipo de licencia en muchos países. Las bandas ISM, especialmente la más popular de 2,4 GHz, está saturada debido a las aplicaciones LAN inalámbrica y Bluetooth, lo que lleva a un mal rendimiento cuando se utiliza para RFID. Sin embargo, UWB presenta una banda de frecuencia que es mucho mayor que las frecuencias de banda estrecha asignadas. Además, aunque las bandas ISM no necesiten licencias, su potencia de emisión es limitada para evitar interferencias. Los impulsos UWB necesitan menos energía que las señales de banda estrecha, lo que significa que UWB puede ser utilizado para desarrollar *tags* activos y semipasivos de baja potencia en el futuro. Por otra parte, UWB permite resolver la creciente demanda de altas velocidades de transmisión de datos. Aunque el ancho de banda con bandas UHF y ISM por lo general no son suficientes para las aplicaciones de localización de interior. Una de las aplicaciones comerciales más importantes de UWB (y GPR) es la localización en interiores debido a su gran ancho de banda.

A pesar de todas estas ventajas potenciales, todavía es necesario mejorar ciertos aspectos como: reducción de costes, la precisión de seguimiento de *tag* (independientemente de su lectura o velocidad) y la fiabilidad de la lectura. Recientemente, los sistemas RFID *chipless* basados en UWB se han propuesto en [1.21-1.22]. El número de IDs que los RFID *chipless* pueden codificar depende del ancho de banda permitido. Por lo tanto, UWB se utiliza frecuentemente en estos *tags*. En los *tags RFID UWB chipless* pasivos, el alcance de lectura no está limitado por el umbral de potencia para activar el chip, principal limitación para la lectura a distancia de los *tags* UHF pasivos [1.23]. Un método alternativo, consiste en la codificación de la información en el tiempo de retardo. Aquí, la forma más sencilla para codificar la información es mediante la variación de la

longitud física de una línea de transmisión terminada en circuito abierto conectada a una antena UWB. La longitud de la línea de transmisión cambia el retardo del tiempo de la reflexión, y por lo tanto se pueden codificar diferentes estados. Aunque esta idea ha sido propuesta por algunos autores [1.24], hay pocos resultados experimentales, obtenidos por medio de instrumentos de alto coste, tales como analizadores de redes vectoriales (VNA). Las futuras implementaciones de lectores comerciales deben basarse en equipos de bajo costo, como radares UWB de radio impulso (IR).

1.1.4 Ground Penetrating Radar (GPR)

Ground Penetrating Radar (GPR) es una tecnología empleada para detectar objetos enterrados (tuberías, restos arqueológicos...) o límites entre diferentes constantes dieléctricas o materiales [1.25][1.25]. Inspirado en la tecnología GPR, aquí se propone para la localización interior y la orientación basada en *tags* que constan de varios reflectores pasivos. La información puede codificarse en el número de reflectores pasivos y la distancia entre ellos. En el límite, un *tag* puede consistir en una tira metálica. Aquí el radar UWB es utilizado como un georadar. El rango de profundidad del GPR está limitado por las pérdidas del suelo, la frecuencia central de operación y la potencia radiada. La profundidad de la penetración disminuye con las pérdidas y con el aumento de la frecuencia. Por el contrario, la resolución aumenta con la frecuencia.

Existen algunas diferencias importantes entre la aplicación aquí propuesta y la tecnología estándar de GPR. En primer lugar, la frecuencia central del radar UWB (unos 4,3 GHz) es mayor que la GPR (normalmente entre 0.9 y 2 GHz para la detección de tuberías enterradas). En consecuencia, la resolución es mayor. Esto es esencial para detectar un pequeño *tag* enterrado justo debajo de la superficie del suelo. GPR normalmente se utiliza para detectar objetos (por ejemplo tuberías) enterrados a una profundidad de 0,5 m a 1 m por debajo del nivel del suelo. En segundo lugar, el espectro del radar UWB cumple con la máscara de UWB FCC, que es más restrictiva que la regulación de las bandas de frecuencia GPR y en consecuencia se transmite menos energía. En tercer lugar, las antenas GPR son generalmente de proximidad cercana a la superficie. El fuerte reflejo en la superficie puede borrarse con un intervalo de tiempo, como se explica, generalmente los objetos enterrados están lejos de la superficie. En la aplicación aquí propuesta, la etiqueta está muy cerca del suelo y la respuesta de la etiqueta no puede ser fácilmente filtrada. Para evitar el efecto de distancia ciega, las antenas son separadas del suelo, lo que permite filtrar la señal. Cuarto, radares UWB pequeños, portables y de bajo costo [1.26] son comercialmente disponibles y convenientes para esta aplicación, en comparación con el pesado y costoso equipo GPR.

1.2 Objetivos

El objetivo de este proyecto es investigar la viabilidad de una tecnología de gran precisión y bajo coste para localizar y guiar usuarios u objetos móviles en interiores de edificios y el de implementar un prototipo que demuestre que la tecnología es válida para la aplicación en dicho dominio. La elección de la tecnología a utilizar ha sido la combinación de UWB y RFID. El sistema se basa en utilizar un radar UWB comercial para detectar etiquetas RFID situadas bajo el suelo.

Los objetivos secundarios del proyecto son:

- Construcción de un *smart floor*
- Aprender el funcionamiento del radar UWB.
- Medidas de etiquetas pasivas basadas en reflectores y en *tags chipless*.

1.3 Estructura del proyecto

Esta memoria está estructurada en 5 Capítulos, según se indica a continuación:

- El capítulo 2 describe el diseño del *Smart floor*.
- El capítulo 3 presenta un estudio de *tags* RFID pasivos hechos con tiras metálicas.
- El capítulo 4 presenta un estudio de *tags* UWB *chipless*.
- El capítulo 5 presenta la combinación de tiras metálicas y *tags chipless*.

1.4 Referencias bibliográficas

- [1.1] K. Finkenzeller, "RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication", Wiley 3rd Ed., 2010.
- [1.2] R. Want, "An Introduction to RFID Technology," IEEE Pervasive Computing, Vol. 5, No. 1, pp. 25-33, 2006.
- [1.3] P. Harrop, R. Das, and G. Holland, "Near Field Communication (NFC) 2014-2024 - Mobile phone and other NFC: market forecasts, technology, players," IDTechEx, 2014.
- [1.4] G. D. Vita and G. Iannaccone, "Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders," IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., Vol. 53, No. 9, pp. 2978-2990, 2005.
- [1.5] J. Collins, "Alien cuts tag price," RFID Journal, April 2004.
- [1.6] GS1, "Regulatory status for using RFID in the EPC Gen 2 band (860 to 960 MHz) of the UHF spectrum," http://www.gs1.org/docs/epcglobal/UHF_Regulations.pdf, Oct. 2014 [Jan. 24, 2014].
- [1.7] S. Preradovic and N. C. Karmakar, "Chipless RFID: Bar Code of the Future," IEEE Microwave Magazine, Vol. 11, No. 7, pp. 87-97, 2010.
- [1.8] S. Tedjini, N. C. Karmakar, E. Perret, A. Vena, R. Koswatta, and R. E-Azim, "Hold the Chips: Chipless Technology, an Alternative Technique for RFID," IEEE Microwave Magazine, Vol 14, No. 5, pp. 56-65, 2013.
- [1.9] J. Collins, "RFID fibers for secure applications," RFID Journal, 2006.
- [1.10] I. Jalaly and I. D. Robertson, "RF bar codes using multiple frequency bands," *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 2005*, pp. 4-7, Jun 2005.
- [1.11] J. McVay, A. Hoorfar, and N. Engheta, "Space-filling curve RFID tags," *2006 IEEE Radio and Wireless Symp. Dig.*, pp. 199-202, Jan. 2006.

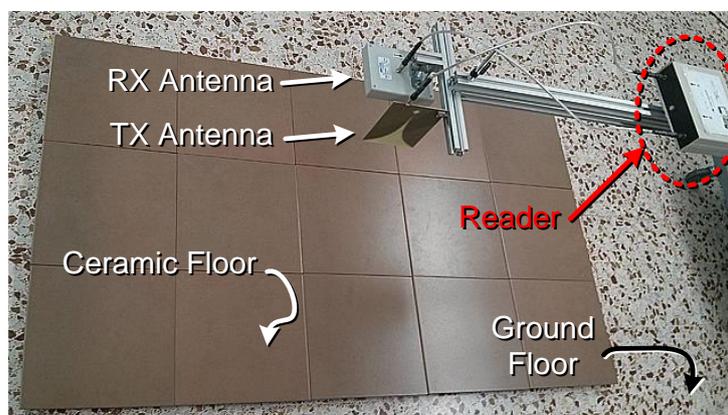
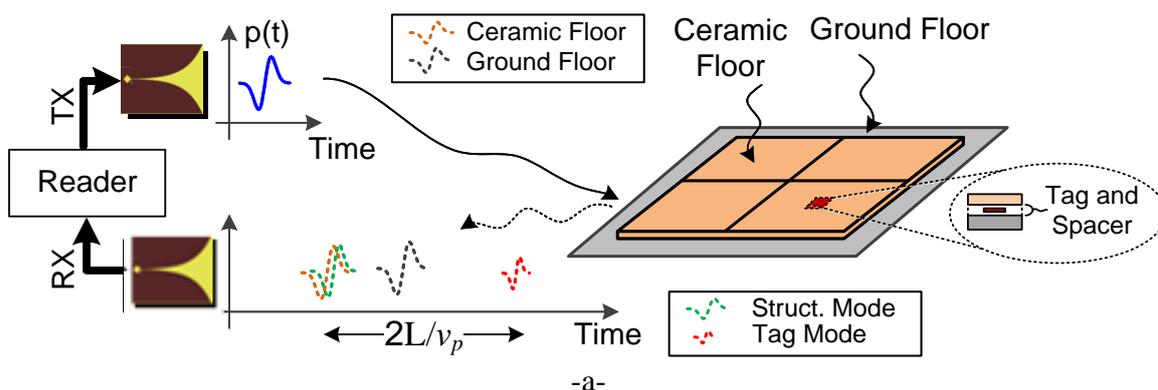
- [1.12] R. R. Fletcher, "Low-Cost Electromagnetic Tagging: Design and Implementation," Massachusetts Institute of Technology degree of Doctor of Philosophy in Media, Arts and Sciences, Sep. 2002.
- [1.13] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "A Depolarizing Chipless RFID Tag for Robust Detection and Its FCC Compliant UWB Reading System," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, No. 8, pp. 2982-2994, Aug. 2013.
- [1.14] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "A Depolarizing Chipless RFID Tag for Robust Detection and Its FCC Compliant UWB Reading System," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, No. 8, pp. 2982-2994, Aug. 2013.
- [1.15] FCC Notice of Proposed Rule Making, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-wideband Transmission Systems", ET-Docket 98-153.
- [1.16] S. Jose, "Design of RF CMOS Power Amplifier for UWB Applications", Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [1.17] ETSI EN 302 065 V1.1.1 (2008-02), "Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Ultra WideBand (UWB) technologies for communication purposes; Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive," February 2008.
- [1.18] A. W. Astrin, H.-B. Li, and R. Kohno, "Standardization for body area networks", *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, No. 2, pp.366-372, Feb. 2009.
- [1.19] D. J. Daniels, "Ground penetrating radar", John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [1.20] R. J. Fontana, "Recent system applications of short-pulse ultra-wideband (UWB) technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 9, pp. 2087–2104, 2004.
- [1.21] I. Balbin and N. Karmakar, "Novel Chipless RFID Tag for Conveyor Belt Tracking using Multi-Resonant Dipole Antenna", *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, pp. 1109-1112, 2009.
- [1.22] L. Zhang, S. Rodriguez, H. Tenhunen, and L. R. Zheng, "An Innovative Fully Printable RFID Technology Based on High Speed Time-Domain Reflection", *Conference on High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis*, pp. 166-170, 2006.
- [1.23] A. Lazaro, D. Girbau, and D. Salinas, "Radio link budgets for UHF RFID on multipath environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 4, pp. 1241-1251, 2009
- [1.24] S. Hu, Y. Zhou, C. L. Law, and W. Dou, "Study of a Uniplanar Monopole Antenna for Passive Chipless UWB-RFID Localization System," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 2, pp. 271-278, February 2010.
- [1.25] D. J. Daniels, "Radar penetrante de tierra", John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [1.26] Ground Penetrating Radar Theory and Applications– ene 2009 Harry M. Jol

2 DESCRIPCIÓN Y DISEÑO DEL SISTEMA

2.1 Introducción

En este capítulo se muestra la implementación del *Smart floor* o suelo inteligente. El capítulo se divide en dos partes bien diferenciadas: la primera reflectores pasivos y la segunda basada en *tags chipless*.

El sistema utilizado se muestra en la Fig. 2.1 a. El lector se basa en el radar biestático UWB Time Domain PulsON P400 MRM; **Error! No se encuentra el origen de la referencia.** En el Anexo I se da información detallada del radar. Dicho radar está conectado a dos antenas UWB (TX y RX) que iluminan el suelo inteligente, que se muestra en la figura 2.1.b. El suelo inteligente consta de azulejos de cerámica de 40 cm x 40 cm cada baldosa tal y como se muestra en la Fig. 2.1 c con un tamaño total de 1 x 2 metros. Se ha construido en la planta del laboratorio, con una separación de 3 cm con el suelo para incrustar las etiquetas, éstas están enterradas entre las baldosas y el suelo real. Están enterradas bajo el suelo utilizando espaciadores de *foam*. El sistema (lector + antenas) está soportado por una plataforma móvil que barre el suelo. Se utilizan antenas Vivaldi en el lector para iluminar la escena tal y como se muestra en la Fig. 2.1 d. En el Anexo II se da el código de Matlab de medida, que proviene de trabajos anteriores realizados en el grupo, al cual se han realizado algunas modificaciones para adaptarlo a esta aplicación.



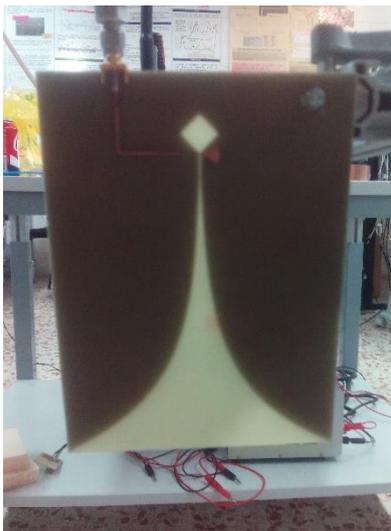
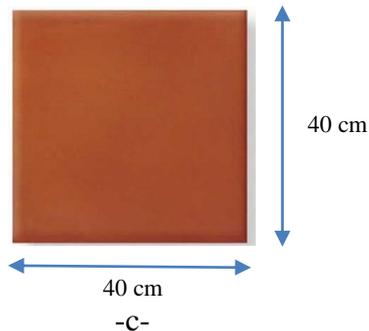


Fig. 2.1 . (a) Esquema del sistema lector de tags con tag embebido bajo el suelo. (b) Fotografía del smart floor y el equipo de medida. (c) Tamaño de una baldosa (d) Antena vivaldi

Se estudia el caso de dos tipos de *tags*. Los diagramas de los dos *tags* se muestran en la 0. La primera aproximación consiste en utilizar *tags* basados en reflectores pasivos (las bandas metálicas). La información puede codificarse en el espaciado entre los reflectores y el número de reflectores. El segundo enfoque se basa en *tags chipless* codificados en el tiempo. Estos *tags* consisten en una antena UWB conectada a una línea de retardo abierta

¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.. Por lo tanto, podemos utilizar los diferentes retardos para codificar la información.

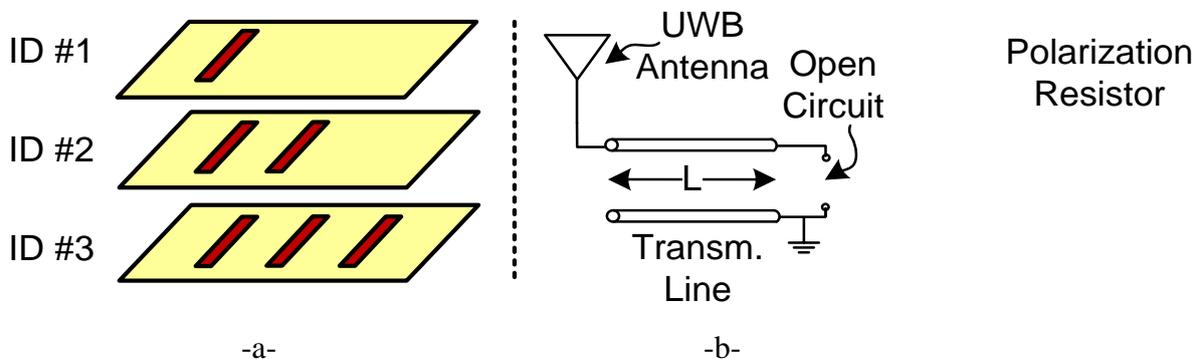


Fig. 2.2 -a- Ejemplos de *tags* basados en reflectores pasivos.-b- *tags chipless* codificados en el tiempo

Los enfoques son muy simples y su capacidad para almacenar información es limitada, pero creemos que su uso es eficaz para orientación en interior (por ejemplo con la etiqueta de identificación que corresponden a las órdenes de 'derecha', 'izquierda', "adelante").

2.2 Reflectores pasivos

Los tags que proponemos como reflectores pasivos consisten en estructuras planares realizadas sobre sustrato que consisten en una o varias tiras metálicas. Un elemento metálico genera una reflexión mucho mayor a cualquier elemento que tenga alrededor, y de esta forma seremos capaces de detectarla. En nuestro caso, proponemos el estudio de detección de tiras metálicas enterradas debajo el *smart floor*. La información a priori prevemos que pueda ser almacenada en el tamaño de las tiras, el número de tiras y la separación entre tiras. El concepto de detección es similar a GPR con algunas particularidades tal como se ha detallado en el apartado 1.1.4.

2.3 Tags Chipless codificados en el tiempo

Los *tags chipless* (véase 0b) pueden ser considerados como antenas (antenas terminadas con una impedancia de carga) con dos modos de scattering [2.2][2.3] el modo estructural (primera reflexión) y el modo *tag* (o antena) (segunda reflexión). El modo estructural es la dispersión energética originada a causa de la forma de la antena, material y tamaño. El modo *tag* es la parte de energía captada por la antena que es radiada. Este modo depende del circuito conectado a la antena. Aquí se conecta una línea de retardo terminada en un circuito abierto con una longitud L . Al final de la línea de retardo tiene lugar una reflexión y esta energía se retransmite por el *tag*. La información se codifica en el retardo temporal entre estas dos reflexiones. Su principio de funcionamiento se estudia en [2.2]. La señal recibida en el lector se detecta usando la transformada wavelet continua (CWT) como un filtro adaptado multiescala [2.3].

En general, RFID pasivo se basa en la modulación de la sección transversal radar [2.5] del *tag*. Dependiendo de los autores (verde [2.6], Collin [2.7], Hansen [2.8]), hay diferentes formulaciones para derivar el campo dispersado en una antena conectada a una carga arbitraria, cuando la antena está iluminada por una onda plana. Sin embargo, estos autores han demostrado que este campo se puede expresar como la suma de dos términos (o modos):

- Un modo estructural E^{sm} , que es principalmente debido a la difracción de la onda en la estructura de la antena.
- Un modo de antena (o el modo de *tag*) E^{am} , que se debe principalmente a las propiedades de radiación de la antena. Este término depende de la carga Z_L conectado a la antena.

En consecuencia, el campo dispersado $E^S(Z_L)$ en una antena conectada a una carga Z_L arbitraria puede obtenerse a partir de [2.10-2.11], y se expresó como:

$$\overline{E^S(Z_L)} = \overline{E^{sm}(Z_c)} + \overline{E^{am}(Z_L)} = \overline{E^{sm}(Z_c)} + \frac{\Gamma_L}{1 - \Gamma_L \Gamma_a} \overline{E_o}, \tag{2.1}$$

donde $E^{sm}(Z_c)$ es el campo *scattering* del modo estructural y $E^{am}(Z_L) = E_o \Gamma_L / (1 - \Gamma_L \Gamma_a)$ es el campo *scattering* del modo antena (o modo tag). Z_c es la impedancia normalizada, E_o es el campo *scattering* bajo una onda incidente y Γ_a, Γ_L son los coeficientes de reflexión de la antena y la carga, respectivamente. El coeficiente de reflexión Γ_L , que multiplica al campo *scattering* de la onda incidente E_o , depende del circuito conectado a la antena. Este circuito no sólo representa la carga en sí (Z_{LOAD}), sino también la línea de transmisión que conecta la antena y la carga. Por lo tanto, el campo *scattering* del modo de antena depende de la carga y de la longitud L de esta línea de transmisión. Cuando se carga con 50Ω el circuito conectado a la antena ($\Gamma_L = 0$) sólo existe *scattering* estructural.

En la fig 2.3 a se muestra el esquema RFID completo, y en la figura 2.3 b se muestra un esquema de los modos estructural y *tag*. El transmisor (Tx) ilumina el tag.

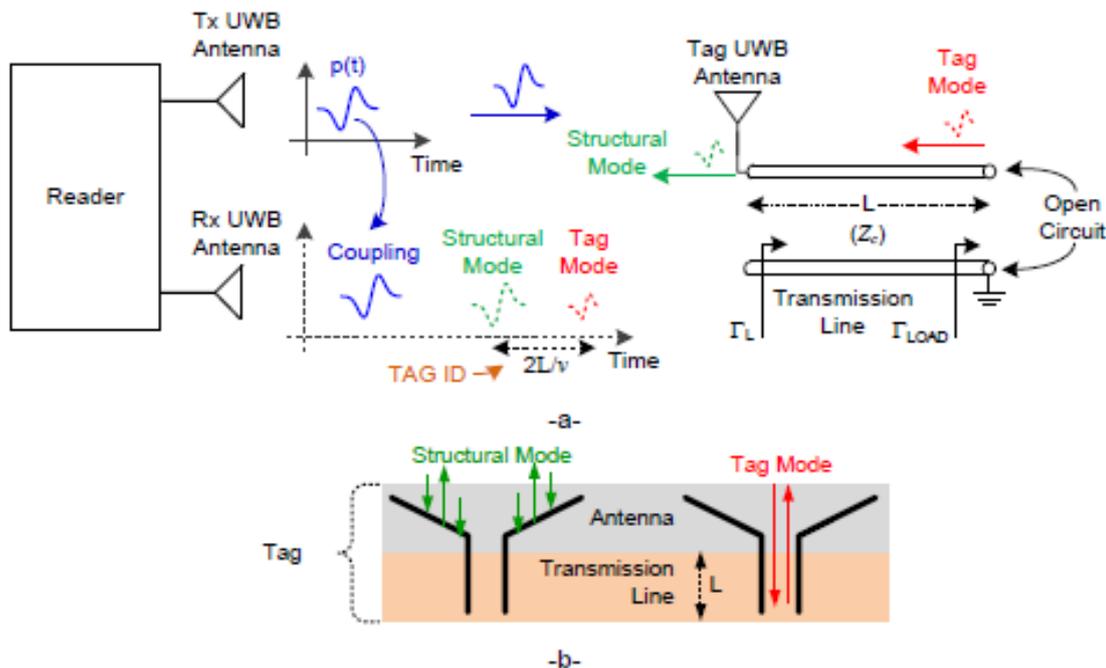


Fig. 2.3 (a) Esquema de un sistema RFID UWB (b) Esquema modo estructural y tag

A continuación se resume la teoría de operación de estos tags que se ha obtenido de [2.2]. El tag se modela como una red de dos puertos equivalente (antena) terminado con una línea de transmisión de longitud L y de impedancia característica Z_c . La línea está a su vez cargada con una impedancia Z_{LOAD} [2.12], tal como se presenta en la Fig 2.4. La onda a_{in} representa la onda de entrada del lector. La onda de salida b_{out} es generada debido a la reflexión y se dispersa en la dirección para el lector.

La onda c_{pl} representa el acoplamiento de la antena transmisora a la receptora. Las ondas de a_{in} y b_{out} se normalizan a la impedancia en espacio libre ($120\pi \Omega$). La salida de la antena se normaliza a Z_c . Por lo tanto, S_{22a} en la figura 2.4b representa el coeficiente de reflexión de la antena, $S_{22a} = \Gamma_a$. Los coeficientes de reflexión Γ_a y Γ_L se definen como (2.2) y (2.3) respectivamente:

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_c}{Z_a + Z_c} \tag{2.2}$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \tag{2.3}$$

donde Z_a es la impedancia de la antena y Z_L la carga conectada a la antena.

El coeficiente de reflexión en la entrada de la etiqueta Γ_{in} puede obtenerse a partir del análisis de la figura 2.4b:

$$\Gamma_{in} = \frac{b}{a} = S_{11a} + \frac{\Gamma_L}{1 - \Gamma_a \Gamma_L} S_{21a} S_{12a} \tag{2.4}$$

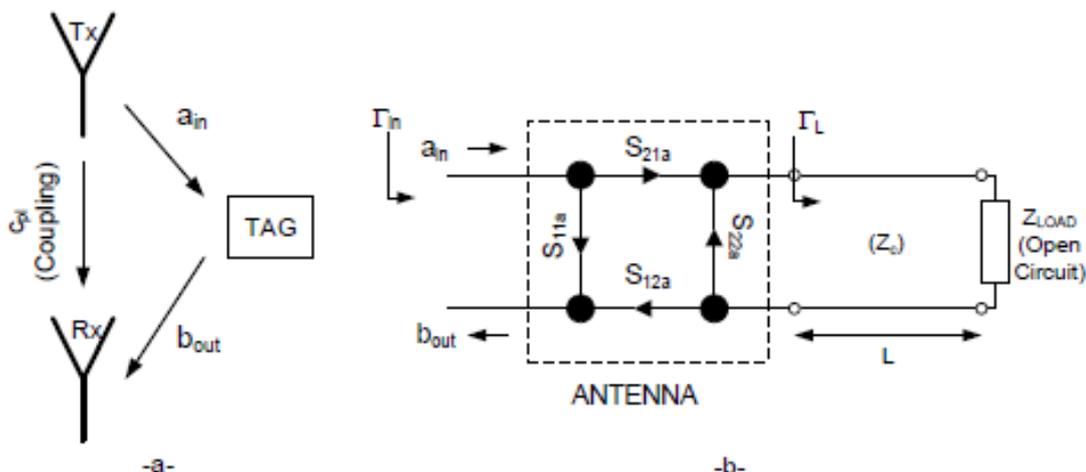


Fig. 2.4 Modelo para el tag UWB RFID

S_{11a} representa la reflexión en la antena (modo estructural), mientras que $S_{21a} S_{12a} \Gamma_L$ representa la reflexión en la carga. Suponemos que el lector de RFID transmite un pulso $p(t)$ y definimos $\tau_L = 2L/v$ como el retardo de propagación de ida y vuelta a lo largo de la línea de transmisión (v es la velocidad de propagación en la línea de transmisión), podemos obtener una interpretación física de (2.4) a partir del diagrama de reflexiones que se muestra en la Figura 2.5. Este diagrama es una representación bidimensional de las ondas transitorias de ida y vuelta después de chocar en el tag. Las líneas zigzagueantes indican el progreso de la onda en función de la posición y el tiempo. La dirección de desplazamiento es de abajo hacia arriba. Los términos dentro de la serie en (2.4) representan las múltiples reflexiones de las ondas entre la carga Z_{LOAD} y la antena, que aparecen para cada retardo de tiempo $n\tau_L$ (para $n = 1, 2, 3 \dots$). τ_p es el tiempo de retardo de ida y vuelta entre el tag y el lector, y τ_a es el retardo introducido por la propia antena.

Dado que la información de retardo en este término es el parámetro clave, el mejor método para obtener la amplitud máxima es hacer $Z_{LOAD} = \infty$ o $Z_{LOAD} = 0$ (en circuito abierto o corto-circuito, respectivamente) y, a continuación, diseñar una línea con Z_c adaptada a la impedancia de entrada de la antena Z_a . Suponiendo una línea de baja pérdida, el coeficiente Γ_L de reflexión es:

$$\Gamma_L = \Gamma_{LOAD} e^{-j2\pi f 2L/v} = \Gamma_{LOAD} e^{-j2\pi f \tau_L} \quad (2.5)$$

donde f es la frecuencia de funcionamiento y Γ_{LOAD} es el coeficiente de reflexión de la carga conectada en el extremo de la línea de transmisión (por ejemplo, $\Gamma_{LOAD} = 1$ cuando $Z_{LOAD} = \infty$). También puede verse que la fase de Γ_L , depende directamente de la frecuencia y aumenta con la longitud L . Por lo tanto el campo *scattering* del modo del *tag* (antena) $E^{am}(ZL)$ depende de la longitud de la línea de transmisión.

Mediante la aplicación de la transformada inversa de Fourier a (2.4), podemos obtener el coeficiente de reflexión en el dominio de tiempo entre las ondas entrantes y salientes:

$$\Gamma_{in}(t) \approx S_{11a}(t) + S_{12a}(t) * S_{21a}(t) * \delta(t - \tau_L - 2\tau_A) * \mathfrak{F}^{-1}(\Gamma_{LOAD}), \quad (2.6)$$

donde $*$ denota el operador de convolución. Cuando Γ_{LOAD} es real (es decir, resistivo o cargas en cortocircuito/abiertos), (2.7) se puede expresar como:

$$\Gamma_{in}(t) \approx S_{11a}(t) + \Gamma_{LOAD} g(t - \tau_L - 2\tau_A), \quad (2.7)$$

Donde $g(t)$ es definida como la transformada inversa de Fourier de $S_{12a} S_{21a}$

$$g(t) = \mathfrak{F}^{-1}(S_{12a}(f)S_{21a}(f)) = S_{12a}(t) * S_{21a}(t) \quad (2.8)$$

Como el modo estructural $S_{11a}(t)$ y $g(t)$ tienen una duración de tiempo finito, las respuestas temporales asociadas al modo estructural y al modo *tag* $g(t - \tau_L)$ pueden ser separadas si se escoge convenientemente una longitud L de la línea. La señal recibida en el lector en dominio de la frecuencia se da entonces por:

$$S(f) = H_{free}(f, r_1) \Gamma_{in}(f) H_{free}(f, r_2) P(f) \quad (2.9)$$

- [2.4] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. M. Lam, "Antenna design for UHF RFID tags: A review and a practical application," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, Vol. 53, No. 12, pp. 3870-3876, Dec. 2005.
- [2.5] R. B. Green, "Relationships between antennas as scatterers and radiators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 14, No. 1, pp. 17-21, Jan. 1966.
- [2.6] R.E. Collin and F. J. Zucker, "The receiving antenna," *Antenna Theory: Part 1*, McGraw-Hill, New-York, 1969.
- [2.7] R. C. Hansen, "Scattering from conjugate-matched antennas," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 77, No. 5, pp. 659-662, May 1989.
- [2.8] Y. Liu, D. M. Fu, and S. X. Gong, "A novel model for analyzing the radar cross section of microstrip antenna," *J Electromagn Waves Applic.*, Vol. 17, pp. 1301-1310, 2003.
- [2.9] J. H. Johnson, W. Choi, and R. L. Moore, "Precision experimental characterization of the scattering and radiation properties of antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 30, pp. 108-112, 1982.
- [2.10] Keysight Technologies, "E8364C PNA Microwave Network Analyzer," <http://www.keysight.com/en/pd-1350015-pn-E8364C/pna-microwave-network-analyzer?&cc=ES&lc=eng>, Nov. 2014 [Nov. 1, 2014].
- [2.11] A. Lazaro, R. Villarino, and D. Girbau, "Design of tapered slot Vivaldi antenna for UWB breast cancer detection," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 3, pp. 639-643, 2011.
- [2.12] Agilent Technologies, "Agilent Time Domain Analysis Using a Network Analyzer", Application Note 1287-12, 2012.

3 REFLECTORES PASIVOS

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos mediante simulación y medida para el caso de reflectores pasivos. En un primer paso se simula y mide el caso de un único reflector. En un segundo paso se simula y mide el caso de dos reflectores.

3.1 Resultados de la simulación

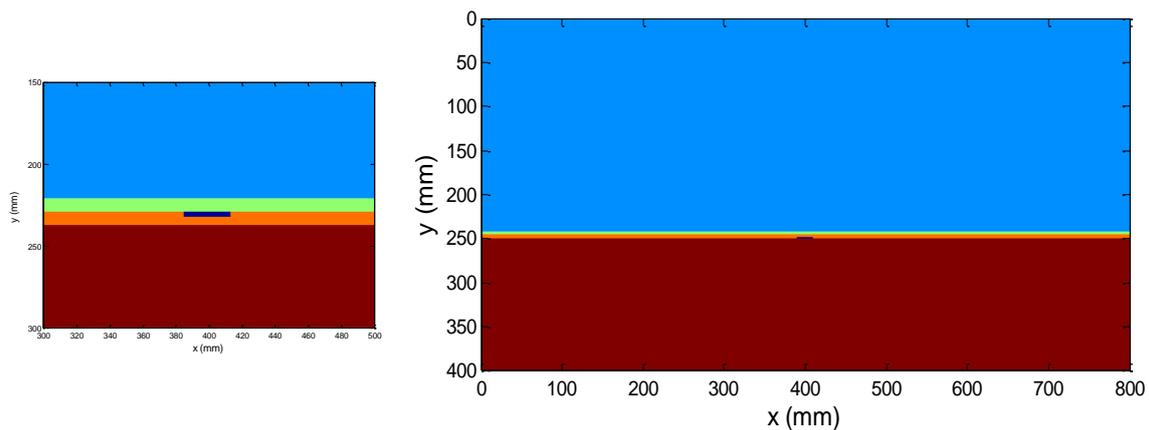
Esta sección muestra los resultados simulados, obtenidos por el método de diferencias finitas en el dominio temporal (FDTD) [3.1]. El escenario simulado consiste en un suelo de azulejos de cerámica de 1 cm de grosor ($\epsilon_r = 6$). Una lámina conductora eléctrica perfecta (PEC) está enterrada entre las baldosas y el suelo (separados a 1 cm). El terreno se simula con una permitividad dieléctrica cerca de la arena seca ($\epsilon_r = 3$). Las antenas TX y RX están separados 20 cm y el radar escanea a diversas distancias, desde los 45 cm hasta los 63 cm en pasos de 3 cm.

En las diferentes simulaciones se muestra el escenario simulado, los datos obtenidos después de la eliminación del *clutter* mediante la substracción del *background* y los datos *raw*. El *clutter* es debido principalmente al acoplamiento de la antena y la reflexión en la superficie del suelo. Después de la eliminación, la posición del reflector se puede conseguir fácilmente. Podemos observar la típica forma de hipérbola como en los sistemas GPR. El máximo se encuentra en el centro del reflector. La profundidad del reflector puede estimarse a partir de la demora en el punto máximo y la velocidad de propagación del medio en la abertura de la hipérbola.

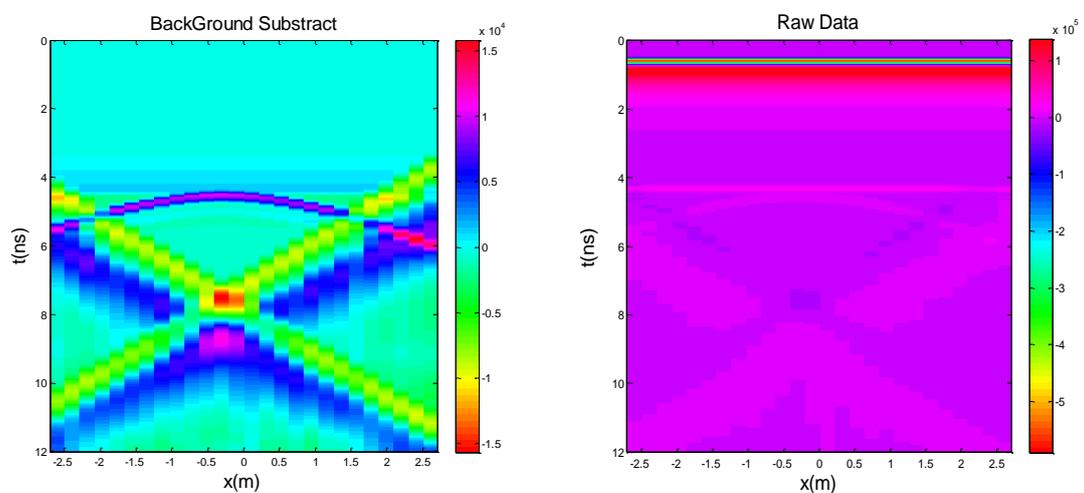
Todas las simulaciones se han hecho con una PEC de 5 cm como de ancho, tomada como referencia de una anchura óptima.

La Fig. 3.1 muestra la simulación a una distancia de 61 cm del lector. A partir de aquí vamos aproximando el lector al *tag* en pasos de 3 cm. La Fig. 3.2 muestra la simulación del *tag* a una distancia de 58 cm del lector. La Fig. 3.3 muestra la simulación del *tag* a una distancia de 55 cm del lector. La Fig. 3.4 muestra la simulación del *tag* a una distancia de 52 cm del lector. La Fig. 3.5 muestra la simulación del *tag* a una distancia de 49 cm del lector. La Fig. 3.6 muestra la simulación del *tag* a una distancia de 46 cm del lector. Y por último la Fig. 3.7 muestra la simulación de la PEC de 5 cm de ancho a una distancia de 43 cm del lector.

A la derecha de la Figura 3.1.a se ha ampliado el suelo simulado para poder diferenciar bien las diferentes capas del smart floor, el resultado azul corresponde a la permitividad ($\epsilon_r = 1$) *free space*, simulando así la distancia del lector a los reflectores, la franja verde corresponde al centímetro de la losa del suelo simulado en el laboratorio con permitividad ($\epsilon_r = 6$), el grosor naranja es 1cm de *spacer* entre la losa y el suelo y la parte de color marron corresponde a lo que sería lo que hay bajo el suelo del laboratorio simulado con una permitividad ($\epsilon_r = 3$) parecido a arena seca.



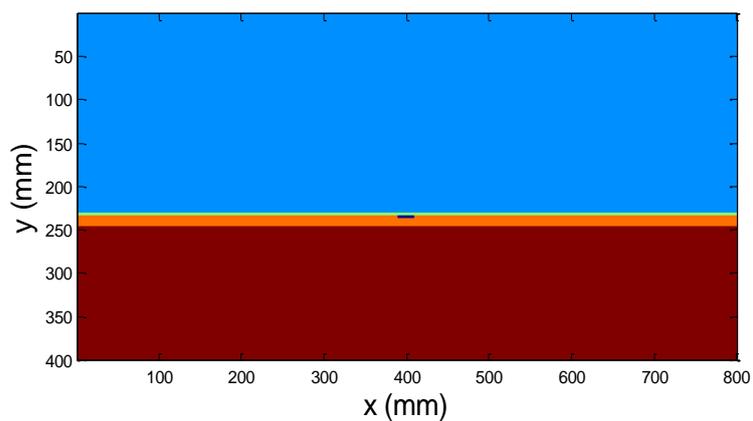
-a-



-b-

-c-

Fig. 3.1 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho a una distancia de 61 cm del lector.



-a-

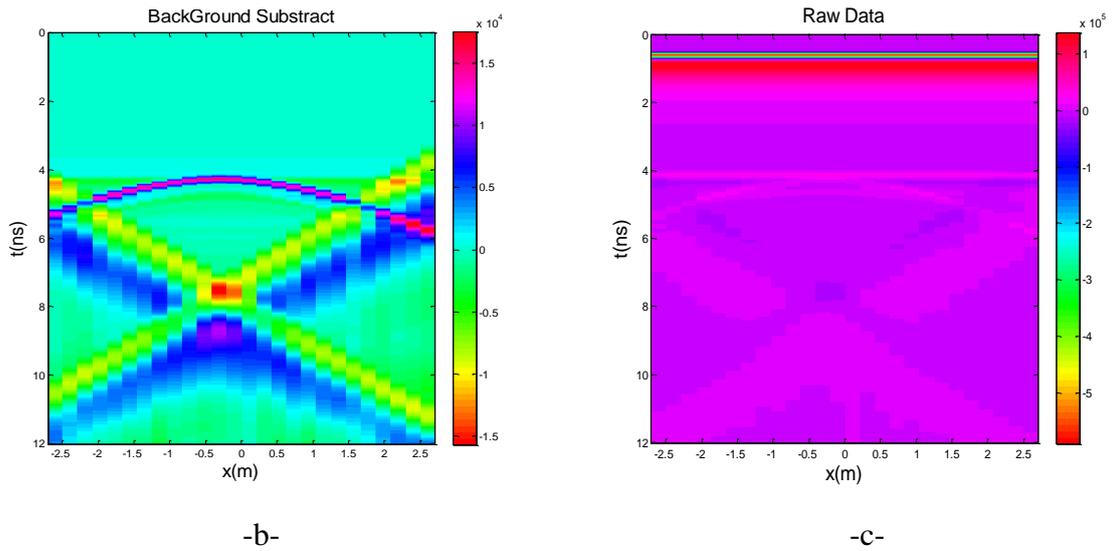
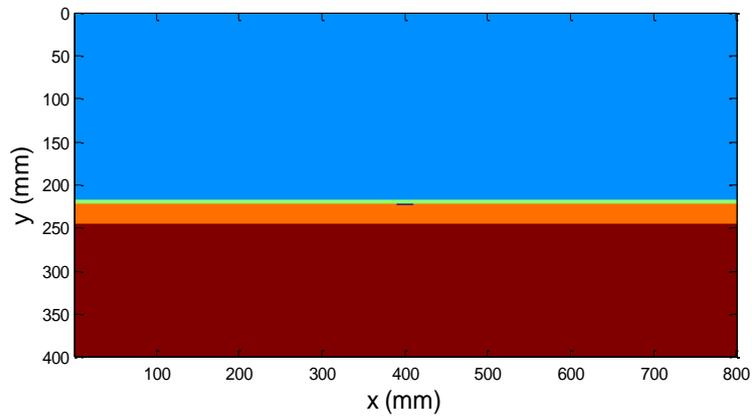


Fig. 3.2 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho a una distancia de 58 cm del lector.



-a-

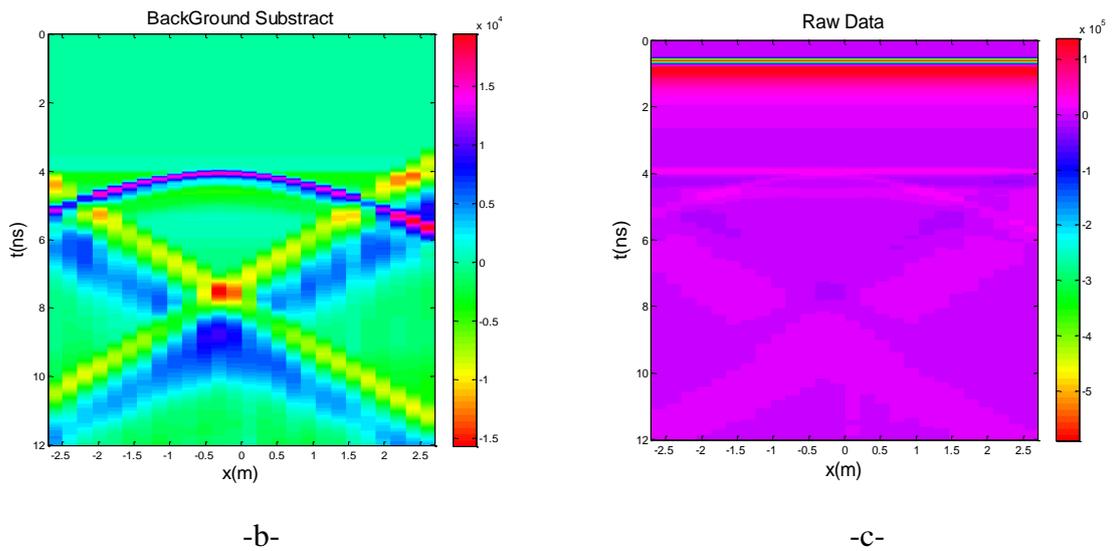
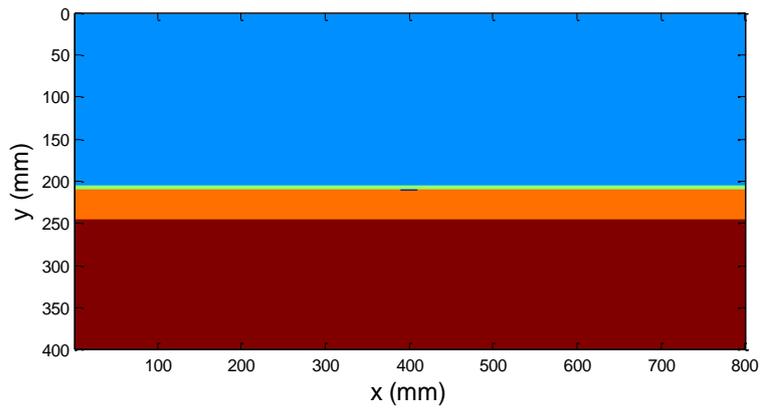
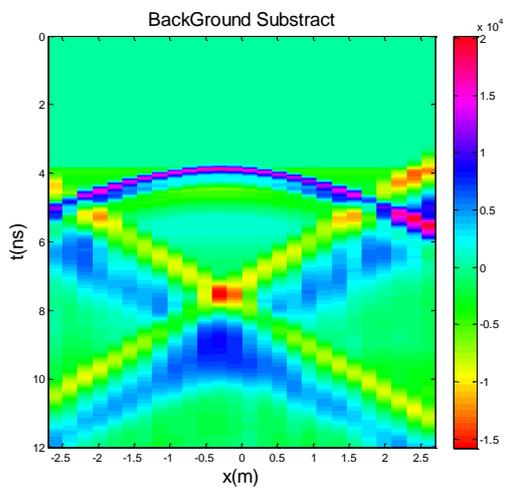


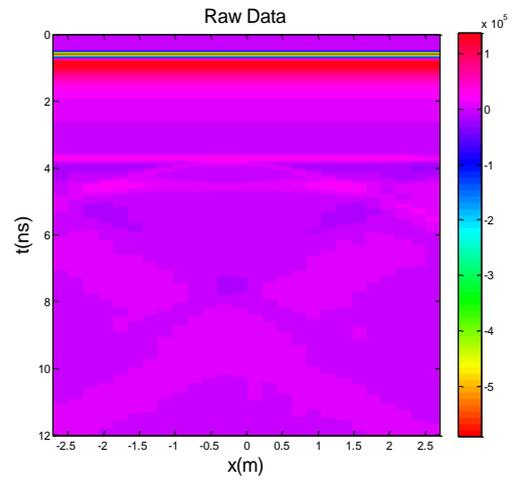
Fig. 3.3 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho a una distancia de 55 cm del lector.



-a-

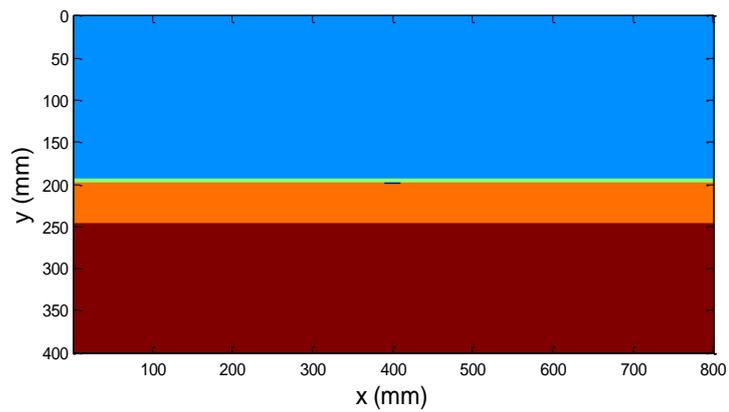


-b-



-c-

Fig. 3.4 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho a una distancia de 52 cm del lector.



-a-

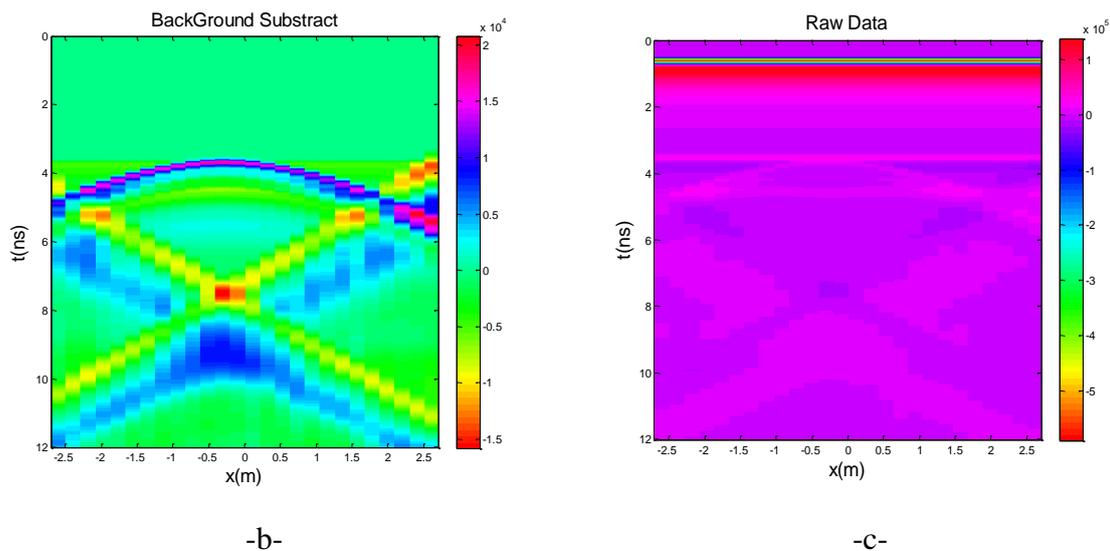
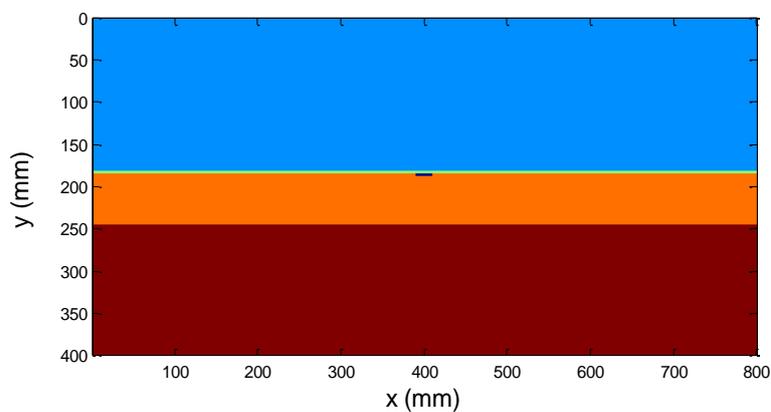


Fig. 3.5 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho a una distancia de 49 cm del lector.



-a-

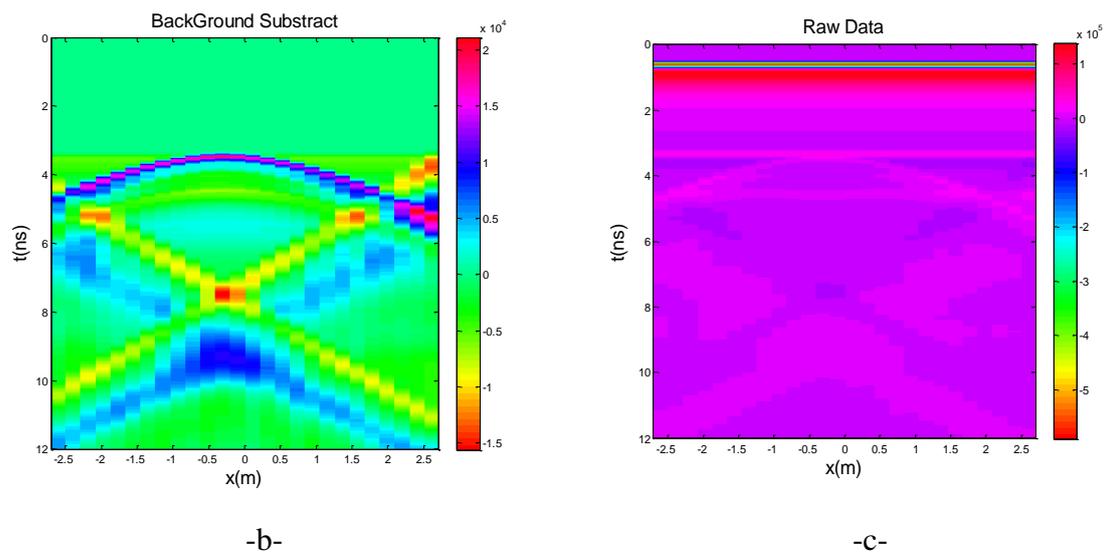
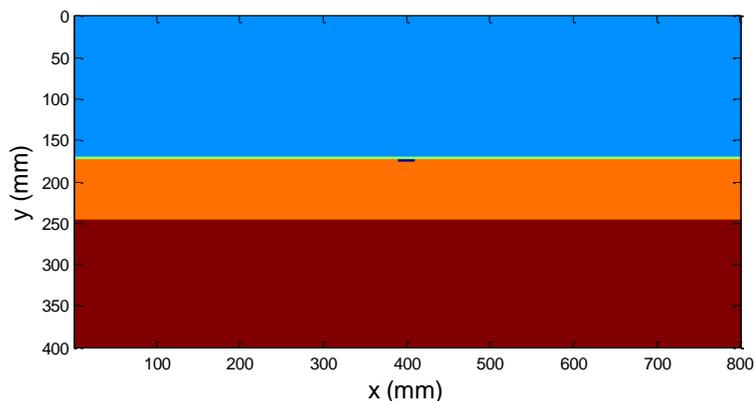
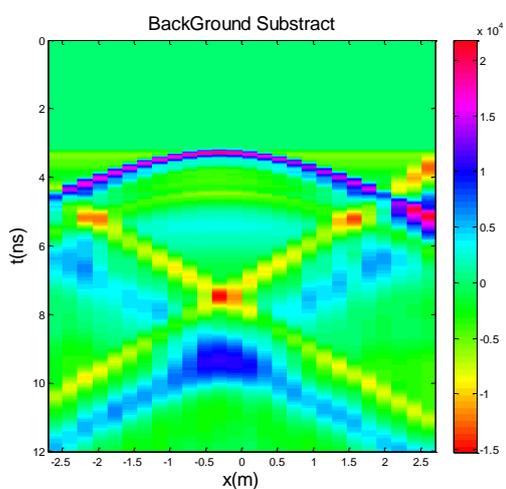


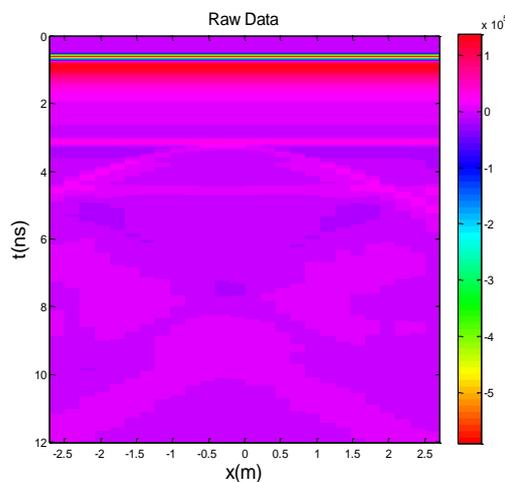
Fig. 3.6 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho a una distancia de 46 cm del lector.



-a-



-b-



-c-

Fig. 3.7 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho a una distancia de 43 cm del lector.

3.2 Resultados experimentales medidos

Se ha elaborado un simulador mediante MATLAB [3.2] para evaluar experimentalmente el funcionamiento del proyecto propuesto. Para realizar las simulaciones se utilizará un programa específico para simulación de respuestas GPR. Se utilizará el módulo `gprmax2d` [3.3]. Este programa permite simular la respuesta temporal como respuesta a un pulso de excitación. Se definen los medios, así como las capas de diferentes materiales y objetos enterrados. La escena a simular se especifica en un fichero ASCII con extensión `.in`.

En las siguientes medidas se muestran los resultados *raw data*, es decir, los datos en bruto o primarios, sin ser sometidos a ningún procesamiento o manipulación y aplicando la transformada *wavelet*.

3.2.1 Tamaño de los tags

Presento 4 casos, para demostrar que tamaño óptimo debe tener un *tag* para que sea detectable por el lector UWB. La longitud de todos los *tags* es considerada fija, aproximadamente 20 cm, y el ancho del *tag* es lo que vario de 1 cm a 5 cm como se muestra en la fig 3.8. La distancia del *tag* a las antenas son 55 cm.

La Fig. 3.9 muestra las medidas *wavelet* y *raw* de una tira de metal de 1 cm de ancho. La Fig. 3.10 muestra las medidas *wavelet* y *raw* de una tira de metal de 2.5 cm de ancho. La Fig. 3.11 muestra las medidas *wavelet* y *raw* de una tira de metal de 4 cm de ancho y por último la Fig. 3.12 muestra las medidas *wavelet* y *raw* de una tira de metal de 5 cm de ancho.

Para todos se hace la resta de la primera medida justo antes de comenzar a mover el lector, esta medida es considerado *background*. Si no restáramos esto sería imposible ver nada debido a la gran reflexión del suelo. Con las flechas se señala la posición de los *tags*.

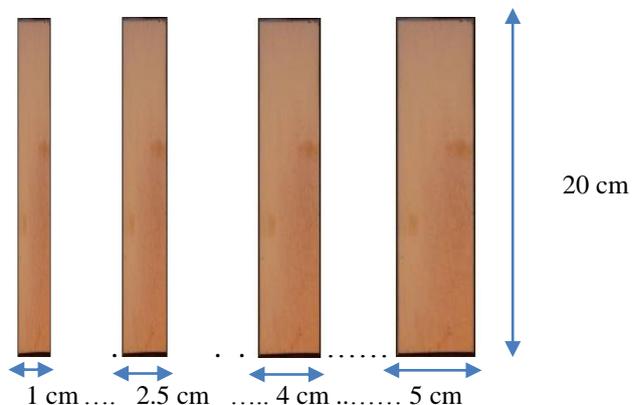


Fig. 3.8 Reflectores pasivos de diferentes grosores

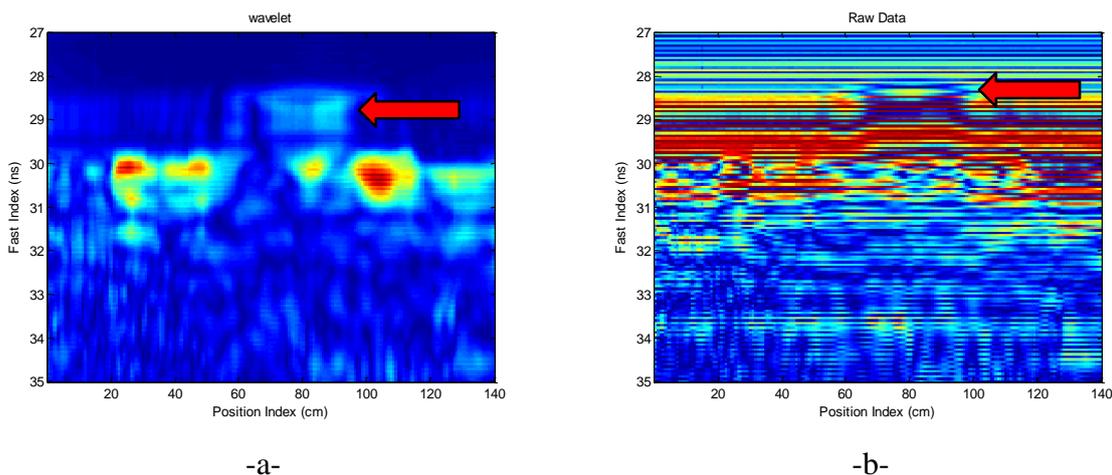
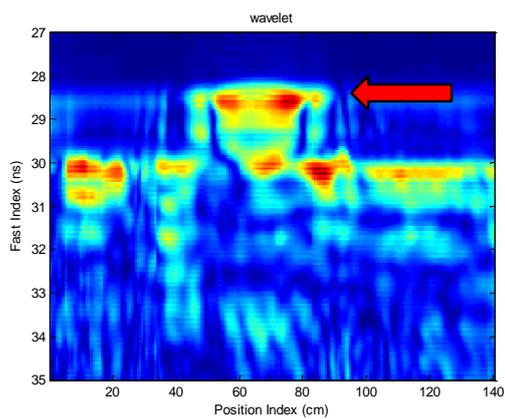
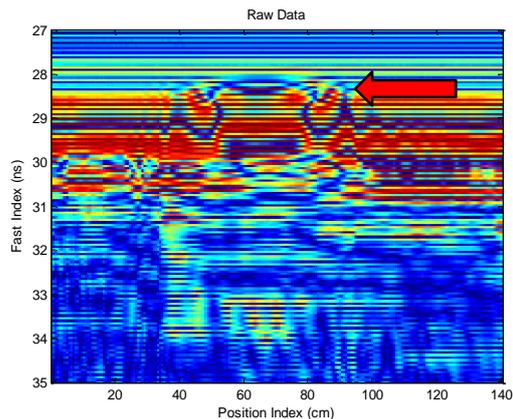


Fig. 3.9 -a- Medida *wavelet* -b- medida *raw* con *tag* de 1 cm de ancho

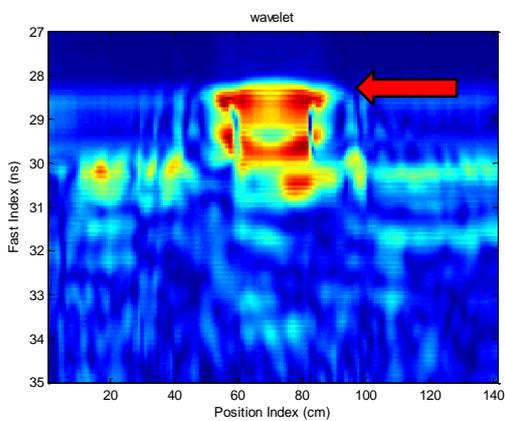


-a-

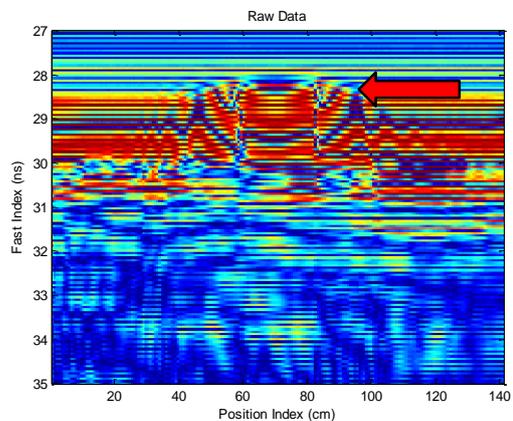


-b-

Fig. 3.10 -a- Medida *wavelet* -b- medida *raw* con *tag* de 2.5 cm de ancho

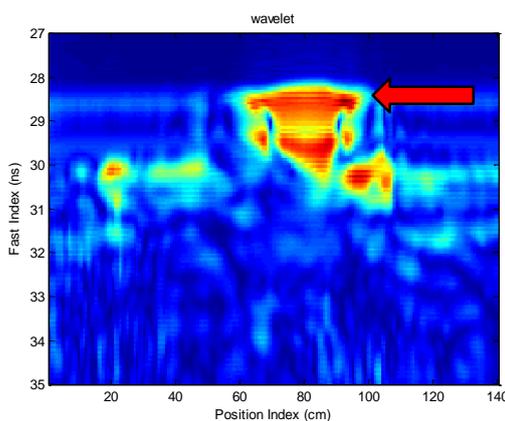


-a-

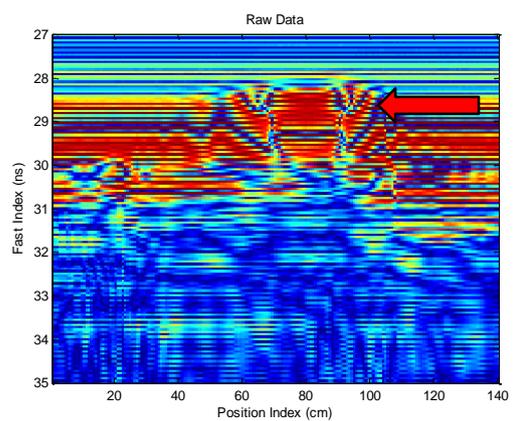


-b-

Fig. 3.11 -a- Medida *wavelet* -b- medida *raw* con *tag* de 4 cm de ancho



-a-



-b-

Fig. 3.12 -a- Medida *wavelet* -b- medida *raw* con *tag* de 5 cm de ancho

3.2.1.2 Conclusiones

Como resultado de estas medidas tenemos que con un *tag* de 1 cm de ancho es difícil apreciar donde éste se encuentra. Para los otros casos se puede observar que tanto la posición como las hipérbolas correspondientes a las láminas metálicas son fáciles de determinar. En los resultados obtenidos, también podemos ver que hay una reflexión en el suelo que ni incluso realizando *background subtraction* podemos eliminar completamente.

Muy importante remarcar que con esta señal no merecería la pena hacer la wavelet ya que los resultados son muy similares y así nos ahorramos tiempo de computación.

3.2.2 Altura de los tags

En este apartado presento 7 casos de estudio, para demostrar cual es la altura máxima o crítica con la que el *tag* es detectable por el lector UWB. (GPR) Las dimensiones de los reflectores se consideran fijas, 5 cm x 20 cm aproximadamente, se ha considerado esta medida como óptima en consecuencia a las pruebas realizadas en el apartado 3.2.1. Lo que es variable es la distancia entre el lector y el *tag*. Las medidas oscilan desde los 43 cm a los 61 cm en pasos de 3 cm entre una medida y otra. Para todos se hace la resta de la primera medida justo antes de comenzar a mover el lector, esta medida es considerada como *background*. Si no restáramos esto sería imposible ver nada debido al gran rebote del suelo.

La Fig. 3.13 muestra la medida de un *tag* de 5 cm de ancho a una distancia de 61 cm del lector. La Fig. 3.14 muestra la medida de un *tag* de 5 cm de ancho a una distancia de 58 cm del lector. La Fig. 3.15 muestra la medida de un *tag* de 5 cm de ancho a una distancia de 55 cm del lector. La Fig. 3.16 muestra la medida de un *tag* de 5 cm de ancho a una distancia de 52 cm del lector. La Fig. 3.17 muestra la medida de un *tag* de 5 cm de ancho a una distancia de 49 cm del lector. La Fig. 3.18 muestra la medida de un *tag* de 5 cm de ancho a una distancia de 46 cm del lector. Por último la Fig. 3.19 muestra la medida de un *tag* de 5 cm de ancho a una distancia de 43 cm del lector.

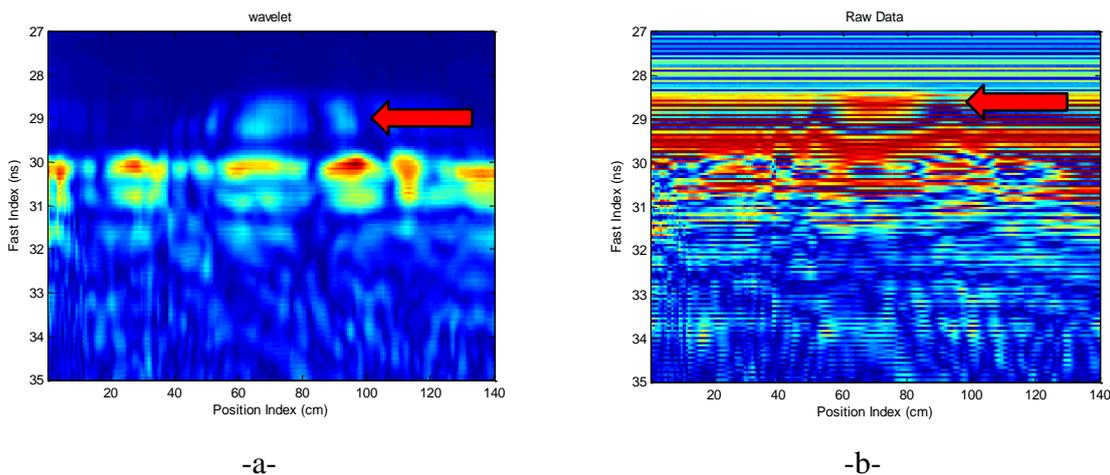


Fig. 3.13 -a- Medida *wavelet* -b- medida *raw* con *tag* de 5 cm de ancho y a una distancia de 61 cm.

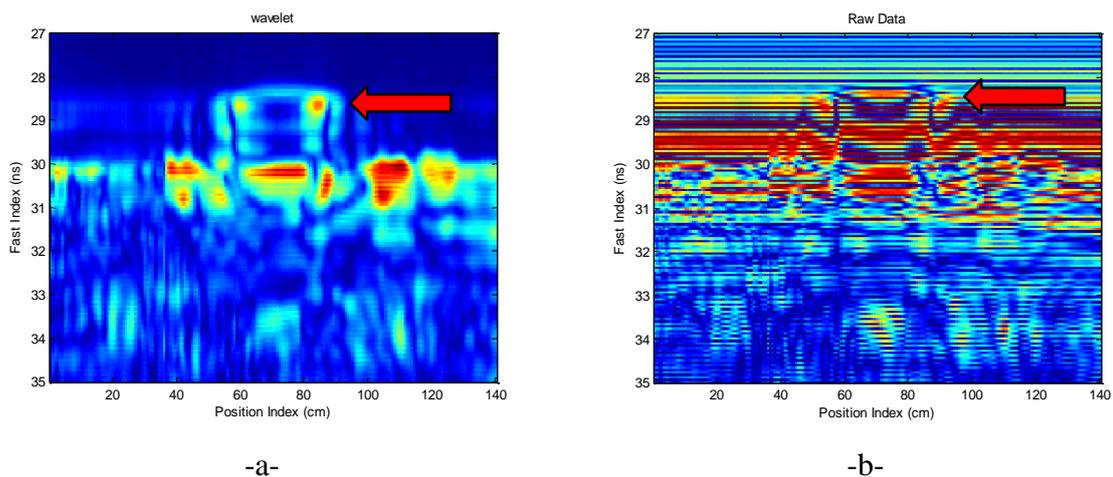


Fig. 3.14 Medida -a- wavelet -b- medida raw con tag de 5 cm de ancho y a una distancia de 58 cm.

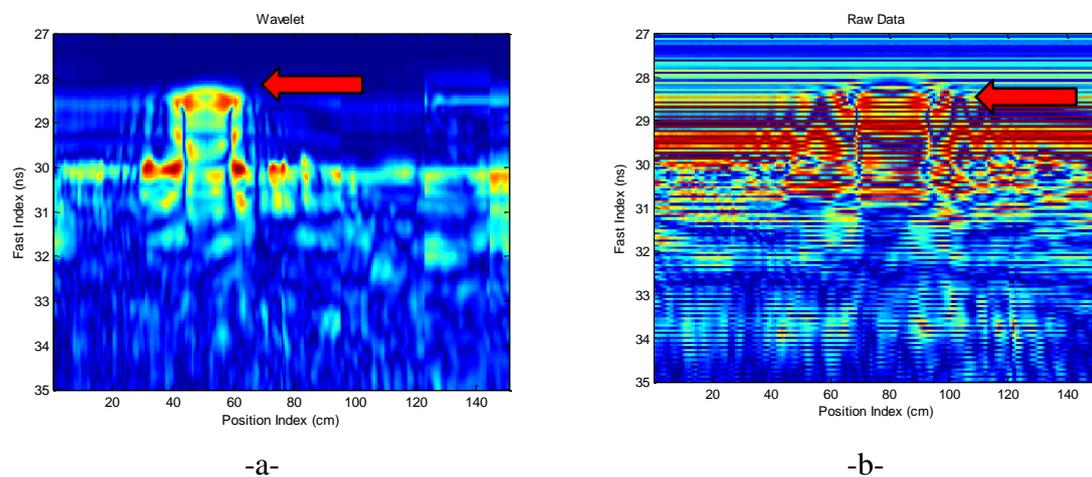


Fig. 3.15 Medida -a- wavelet -b- medida raw con tag de 5 cm de ancho y a una distancia de 55 cm.

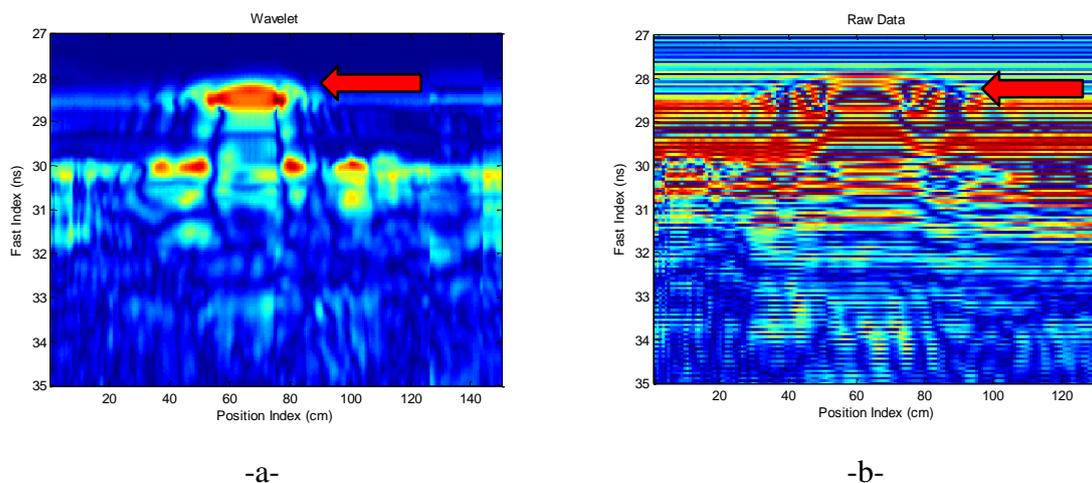


Fig. 3.16 Medida -a- wavelet -b- medida raw con tag de 5 cm de ancho y a una distancia de 52 cm.

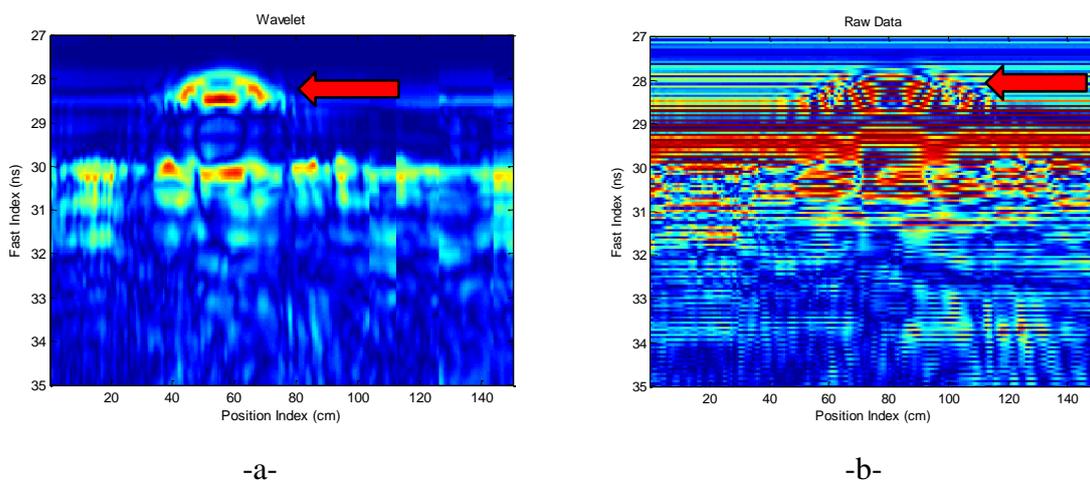


Fig. 3.17 Medida –a- wavelet –b- medida raw con tag de 5 cm de ancho y a una distancia de 49 cm.

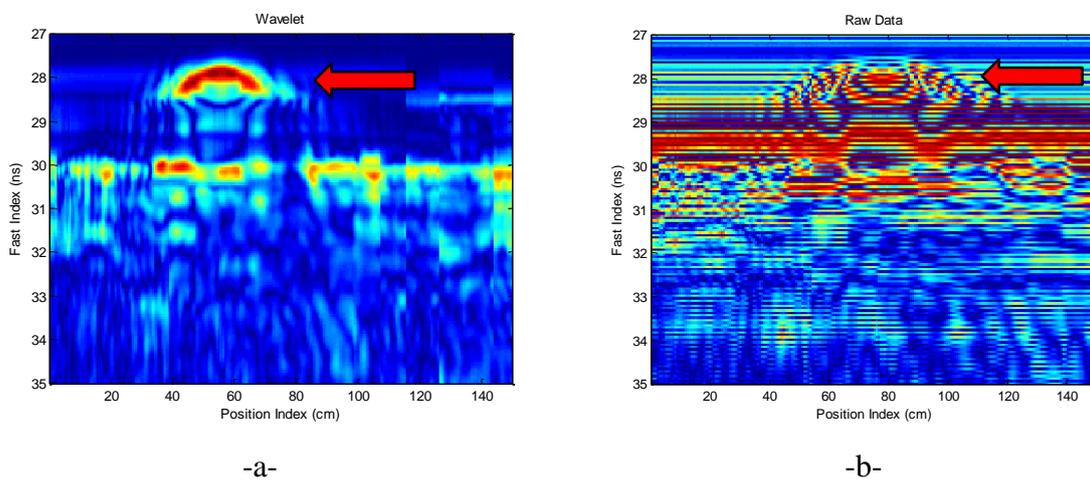


Fig. 3.18 Medida –a- wavelet –b- medida raw con tag de 5 cm de ancho y a una distancia de 46 cm.

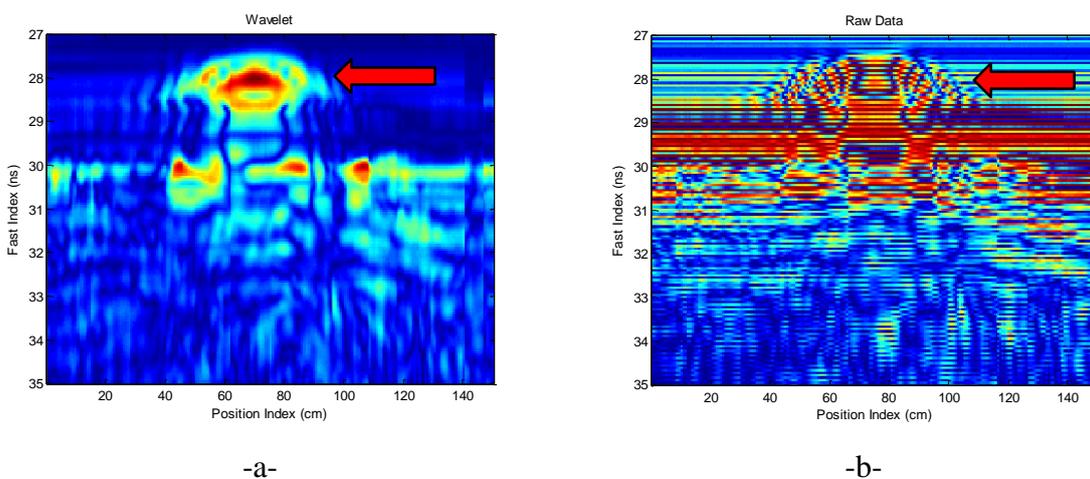


Fig. 3.19 Medida –a- wavelet –b- medida raw con tag de 5 cm de ancho y a una distancia de 43 cm.

3.2.2.2 Conclusiones

Como resultado de las medidas podemos observar como a menor distancia de lectura mayor es la curvatura de las hipérbolas y la precisión donde se encuentra el *tag*. Pero también hay que estudiar las diversas casuísticas para demostrar una distancia de lectura óptima y viable, como se puede observar, para las distancias de lectura de 61 cm y 58 cm es difícil detectar el *tag* debido a la reflexión en el suelo, con lo que a éstas distancias tendríamos una casuística más propensa a errores de detección. Para distancias muy cercanas, como son los casos mostrados en las Fig. 3.17, 3.18 y 3.19, podemos observar una precisión muy alta, pero en un escenario real no podemos asegurar que esta distancia tan corta se cumpla. Como podemos observar en la Fig. 3.15 y 3.16, las distancias óptimas de lectura son a partir de los 55 cm aproximadamente, donde el *tag* es totalmente detectable.

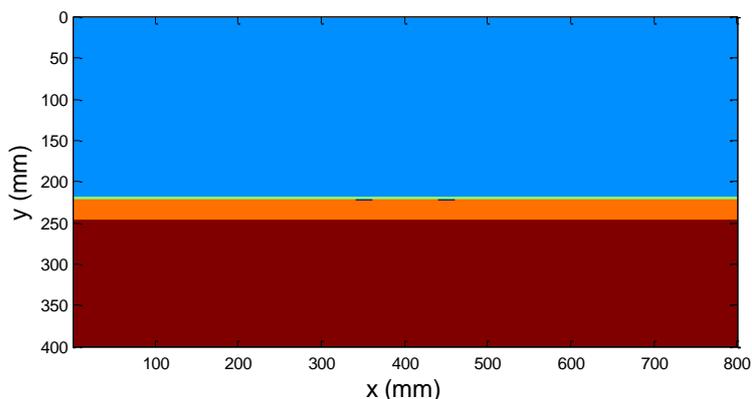
3.3 Simulación de tags con dos reflectores metálicos

Esta sección muestra los resultados simulados, obtenidos por el método de diferencias finitas en el dominio temporal (FDTD) [3.1]. El escenario simulado consiste en un suelo de azulejos de cerámica de 1 cm de grosor ($\epsilon_r = 6$). Dos láminas conductoras eléctricas perfectas (PEC) está enterrada entre las baldosas y el suelo (separadas a 1 cm). El terreno se simula con una permitividad dieléctrica cerca de la arena seca ($\epsilon_r = 3$). Las antenas TX y RX están separados 15 cm y el radar escanea a distancia de 57 cm.

En las diferentes simulaciones se muestra el escenario simulado, los datos obtenidos después de la eliminación del *clutter* mediante la substracción del *background* y los datos *raw*.

Las diferentes medidas muestran los datos simulados para dos PEC de 5 cm de ancho separadas 20 cm, 30 cm, 40 cm, 50 cm y 60 cm, respectivamente.

La Fig. 3.20 corresponde a las dos PEC de 5 cm de ancho separadas 20 cm de distancia. La Fig. 3.21 muestra las dos PEC de 5 cm de ancho separadas 30 cm de distancia. La Fig. 3.22 muestra las dos PEC de 5 cm de ancho separadas 40 cm de distancia. La Fig. 3.23 muestra las dos PEC de 5 cm de ancho separadas 50 cm de distancia y por último la Fig. 3.24 muestra las dos PEC de 5 cm de ancho separadas 60 cm de distancia.



-a-

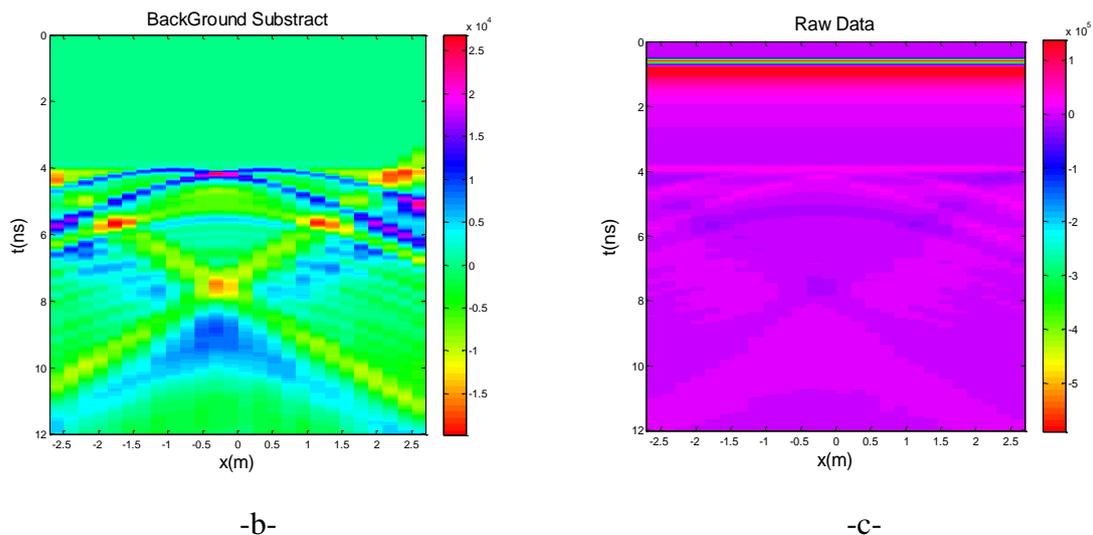


Fig. 3.20 Simulación para dos PEC de 5 cm de ancho separadas 20 cm a una distancia de 55 cm del lector.

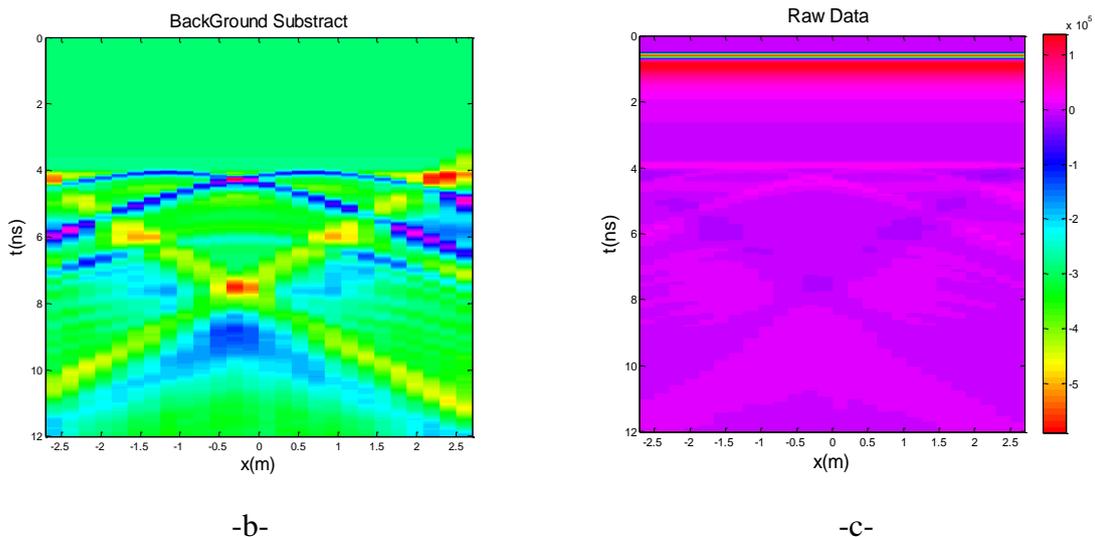
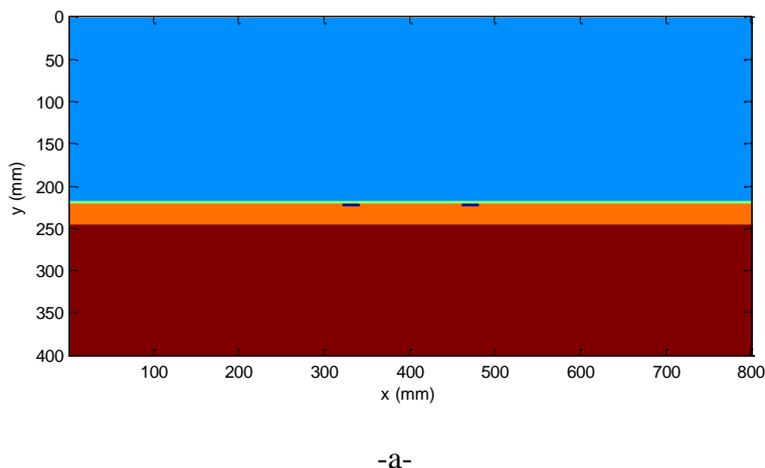
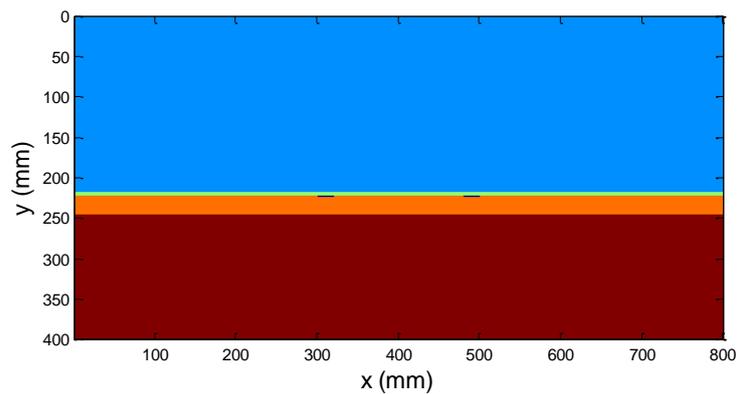
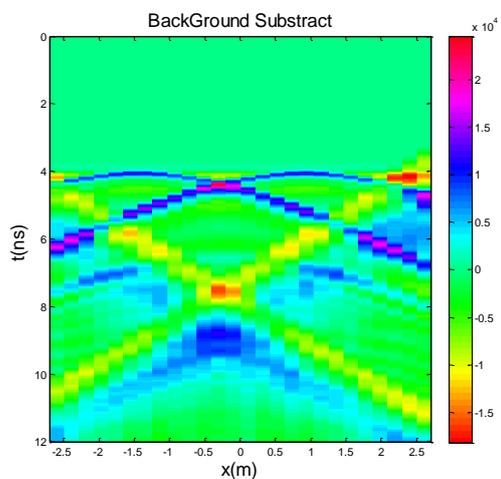


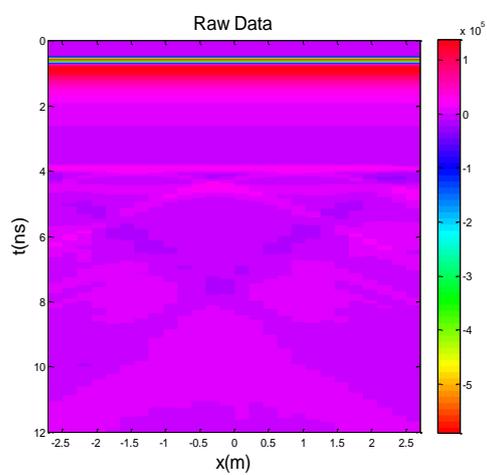
Fig. 3.21 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho separadas 30 cm a una distancia de 55 cm del lector.



-a-

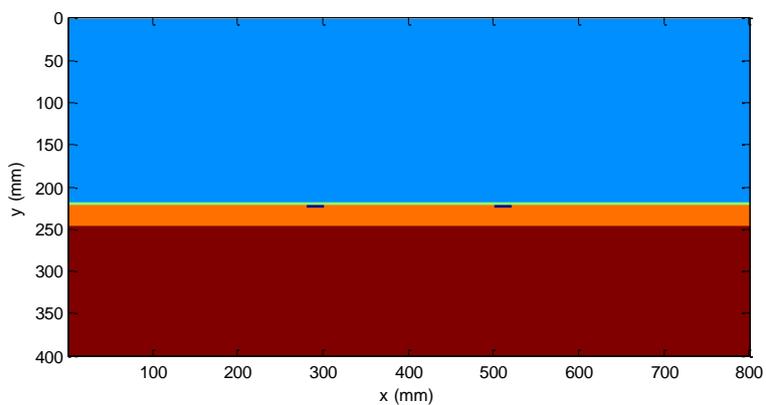


-b-



-c-

Fig. 3.22 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho separadas 40 cm a una distancia de 55 cm del lector.



-a-

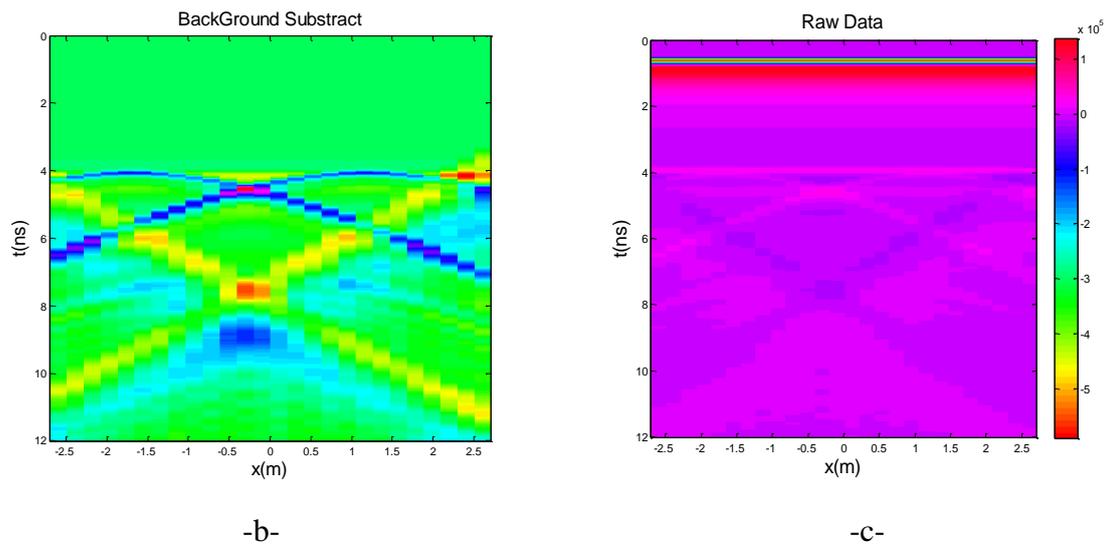


Fig. 3.23 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho separadas 50 cm a una distancia de 55 cm del lector.

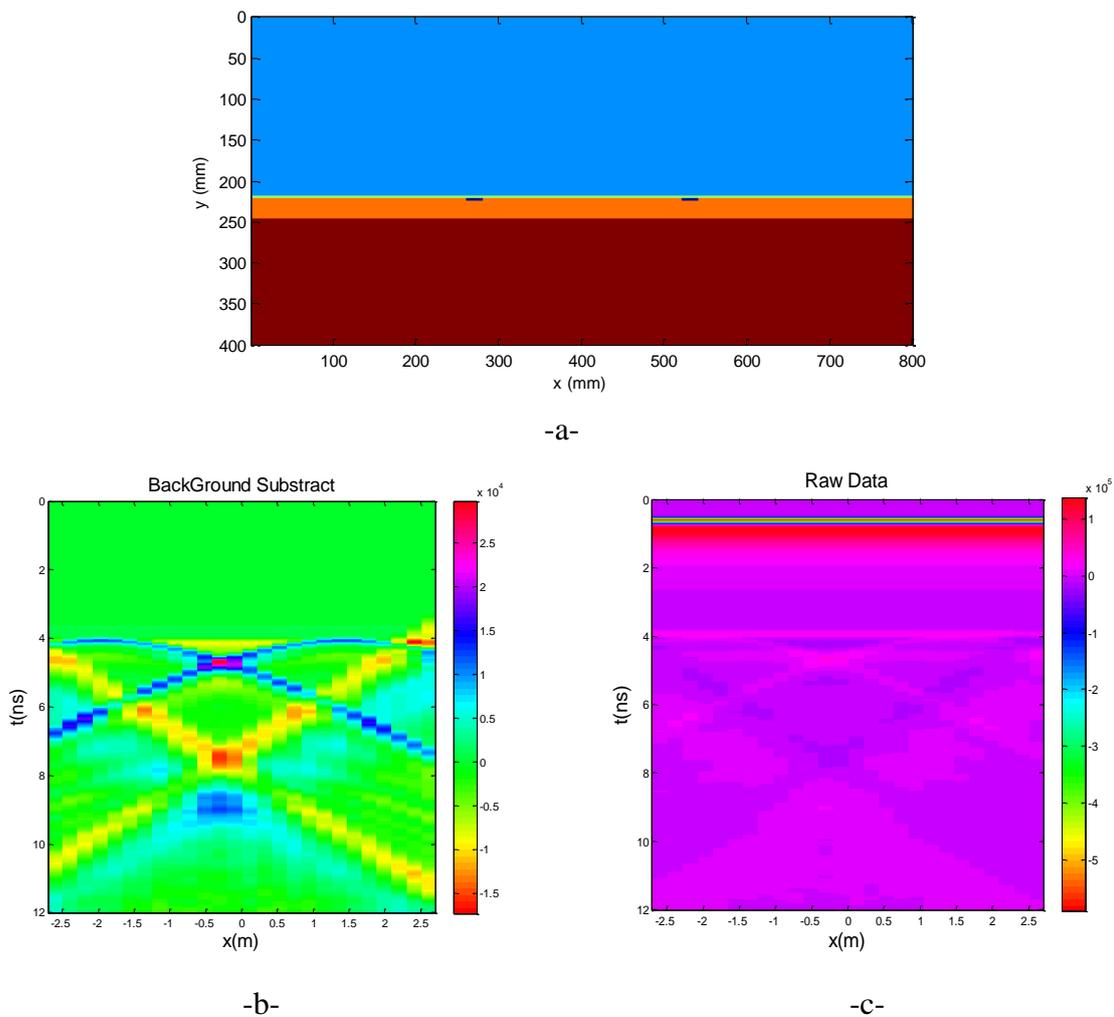


Fig. 3.24 Simulación para una PEC de 5 cm de ancho separadas 60 cm a una distancia de 55 cm del lector.

Se puede observar que aparece una reflexión entre las dos PEC y en un retraso más grande debido al acoplamiento entre las dos reflexiones. La intensidad de esta reflexión se incrementa cuando se reduce la separación entre los reflectores.

3.3.1 Estudio de separación entre reflectores.

En el siguiente apartado se presenta un estudio de la distancia óptima detectable por el lector UWB entre dos láminas reflectoras.

En las siguientes figuras se muestra los resultados obtenidos para dos reflectores separados de 20 cm a 60 cm en variaciones de 10 cm. En base a las pruebas realizadas en los anteriores apartados se ha considerado las medidas de los reflectores fijas, 5 cm x 20 cm aproximadamente, y una variación de la distancia de la lectura de 50 cm a 60 cm.

Como en las anteriores pruebas, para todos se hace la resta de la primera medida justo antes de comenzar a mover el lector, esta medida es considerada como *background*.

Las figuras -a- muestran las medidas aplicando la transformada wavelet y las figuras -b- muestran los resultados sin procesamiento.

3.3.1.1 Separación de 20 cm entre reflectores.

A continuación se muestran las medidas para dos tiras metálicas separadas 20 cm a diversas distancias de lectura. La Fig. 3.25 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 58 cm de las antenas. La Fig. 3.26 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 55 cm de las antenas. Por último, la Fig. 3.27 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 52 cm de las antenas.

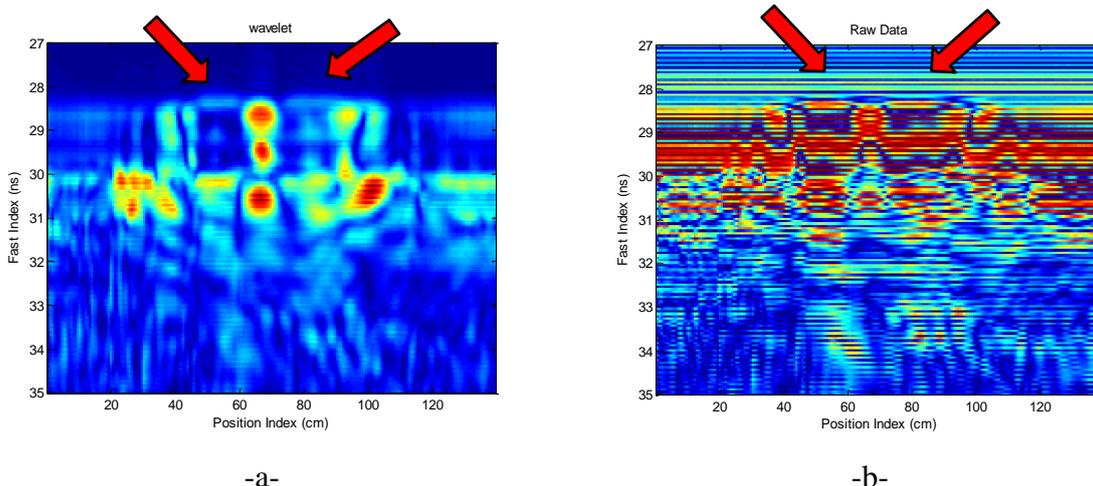


Fig. 3.25 Medida -a- wavelet -b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 20 cm y a una distancia de 58 cm del lector UWB

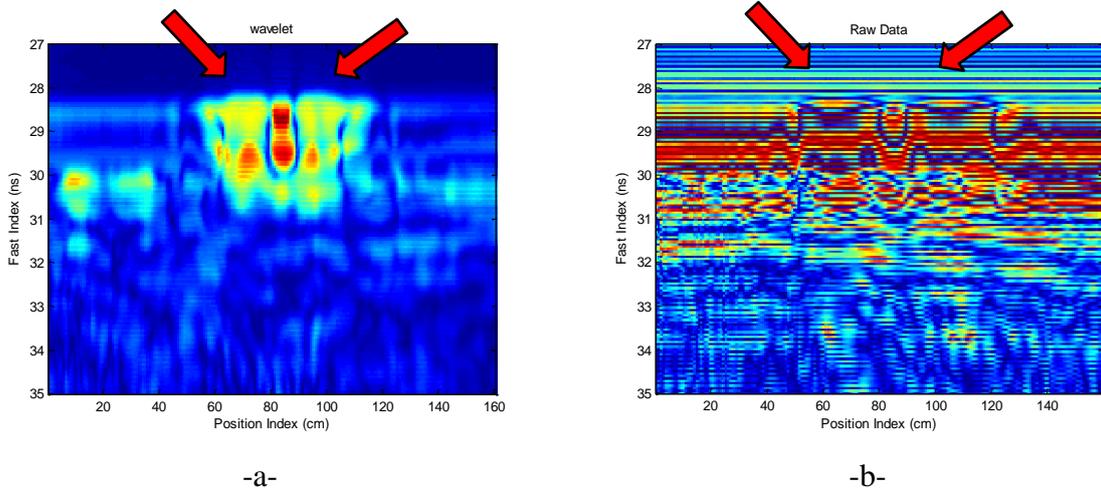


Fig. 3.26 Medida –a- *wavelet* –b- medida *raw* con dos *tags* de 5 cm de ancho, separados 20 cm y a una distancia de 55 cm del lector UWB

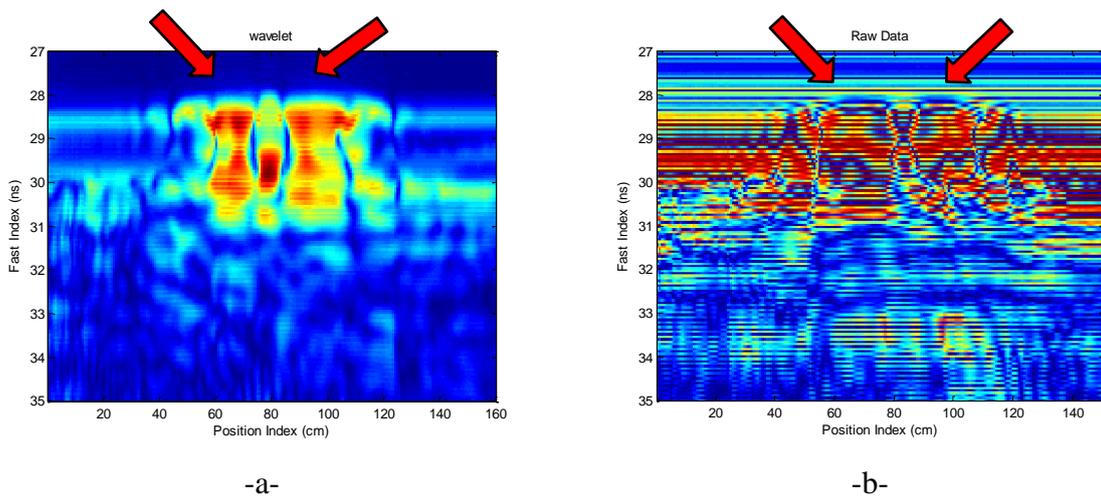


Fig. 3.27 Medida –a- *wavelet* –b- medida *raw* con dos *tags* de 5 cm de ancho, separados 20 cm y a una distancia de 52 cm del lector UWB

3.3.1.2 Separación de 30 cm entre reflectores.

A continuación se muestran las medidas para dos tiras metálicas separadas 30 cm a diferentes distancias de lectura. La Fig. 3.28 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 58 cm de las antenas. La Fig. 3.29 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 55 cm de las antenas. Por último, la Fig. 3.30 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 52 cm de las antenas.

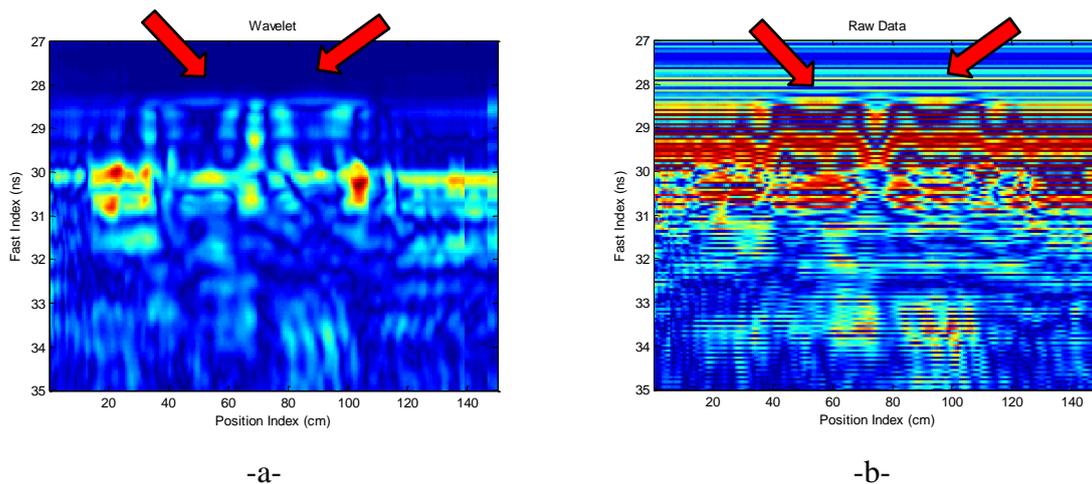


Fig. 3.28 Medida -a- wavelet -b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 30 cm y a una distancia de 58 cm del lector UWB

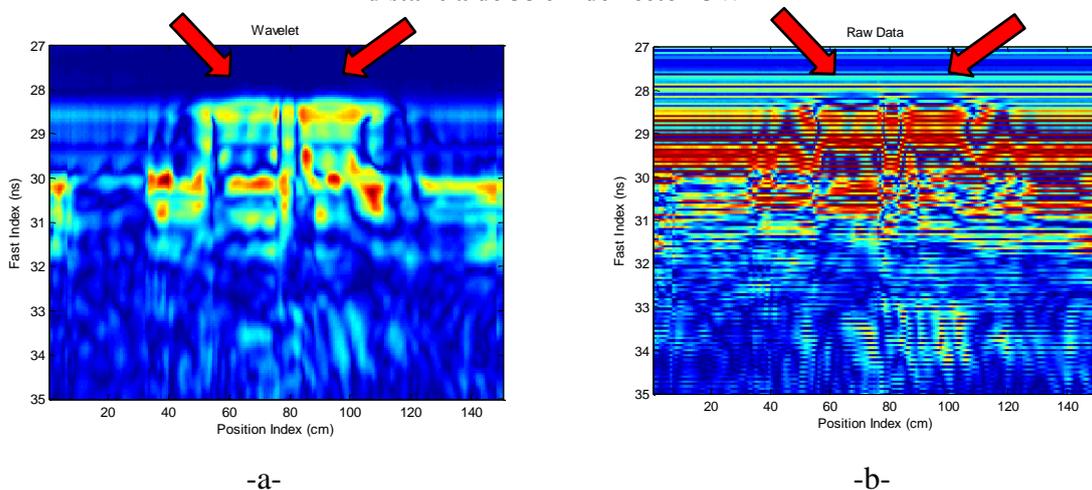


Fig. 3.29 Medida -a- wavelet -b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 30 cm y a una distancia de 55 cm del lector UWB

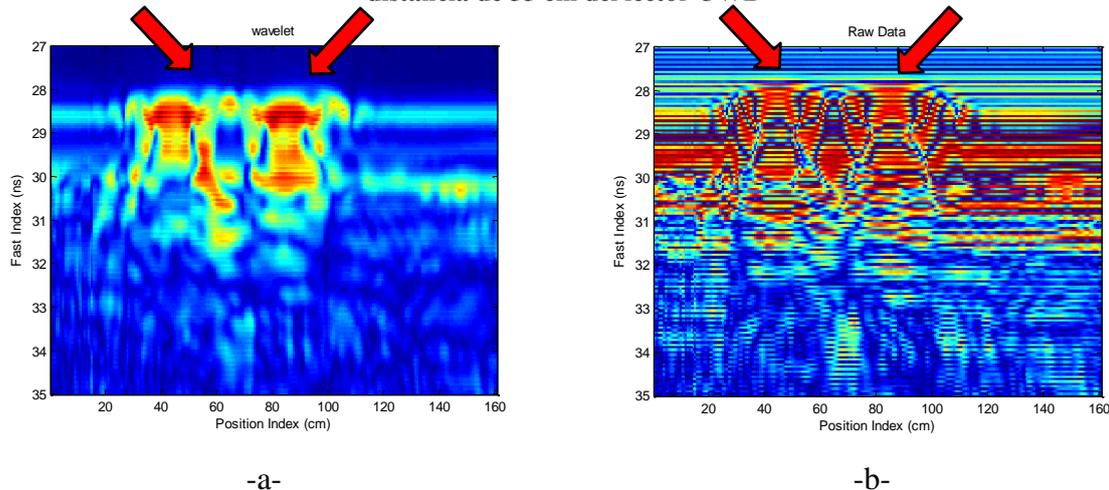


Fig. 3.30 Medida -a- wavelet -b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 30 cm y a una distancia de 52 cm del lector UWB

3.3.1.3 Separación de 40 cm entre reflectores.

Las siguientes medidas muestran dos tiras metálicas separadas 40 cm a diferentes alturas de lectura. La Fig. 3.31 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 58 cm de las antenas. La Fig. 3.32 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 55 cm de las antenas. Por último, la Fig. 3.33 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 52 cm de las antenas.

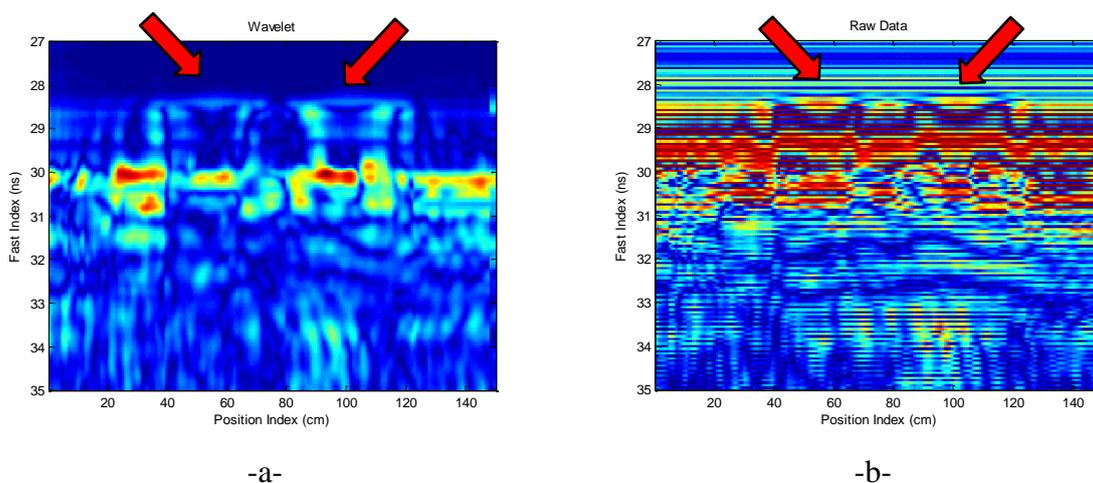


Fig. 3.31 Medida –a- wavelet –b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 40 cm y a una distancia de 58 cm del lector UWB

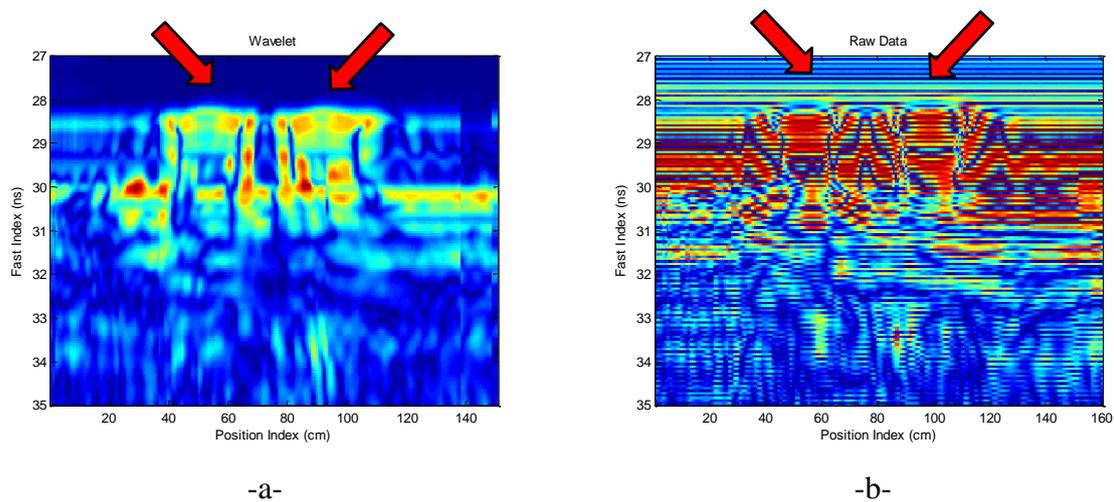


Fig. 3.32 Medida –a- wavelet –b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 40 cm y a una distancia de 55 cm del lector UWB

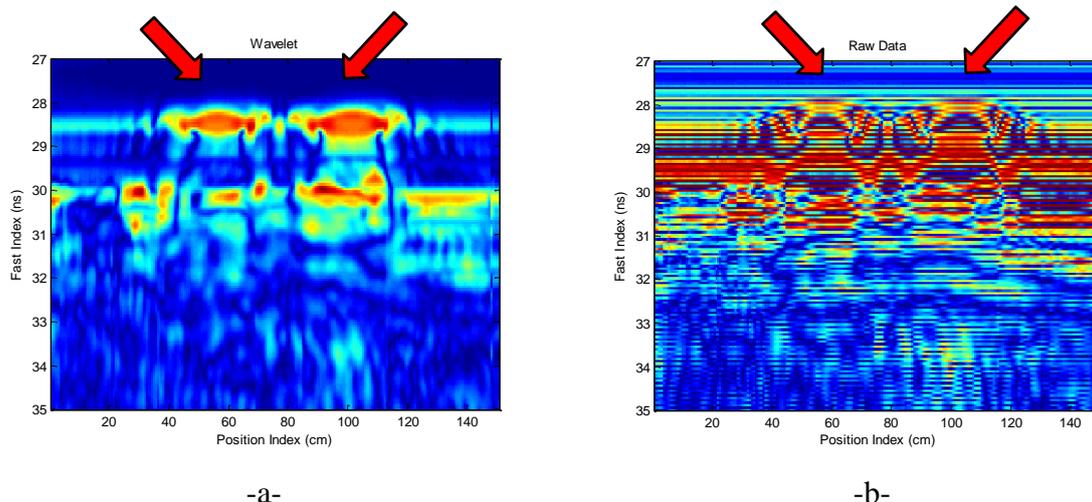


Fig. 3.33 Medida –a- wavelet –b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 40 cm y a una distancia de 52 cm del lector UWB

3.3.1.4 Separación de 50 cm entre reflectores.

A continuación se muestran las medidas para dos tiras metálicas separadas 50 cm a diferentes distancias de lectura. . La Fig. 3.34 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 58 cm de las antenas. La Fig. 3.35 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 55 cm de las antenas. Por último, la Fig. 3.36 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 52 cm de las antenas.

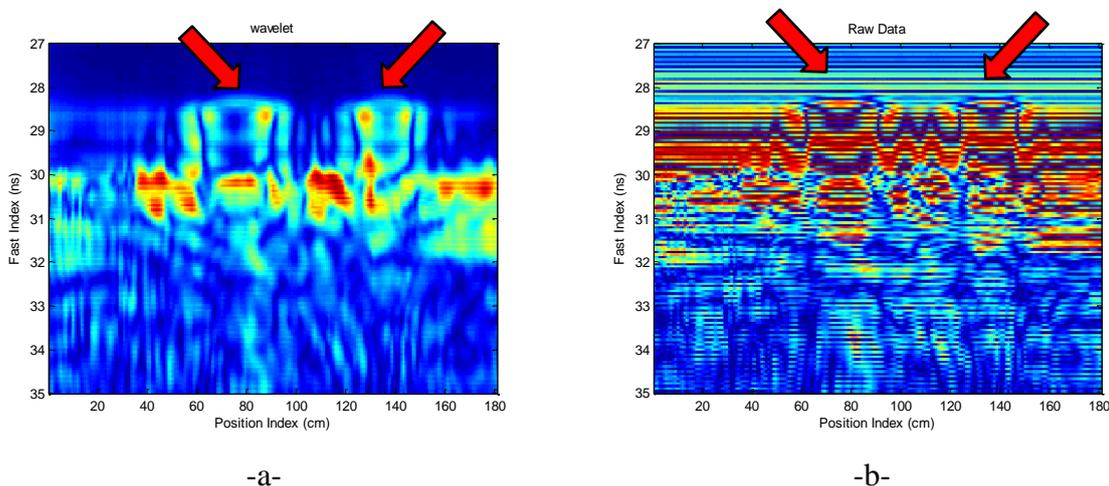


Fig. 3.34 Medida –a- wavelet –b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 50 cm y a una distancia de 58 cm del lector UWB

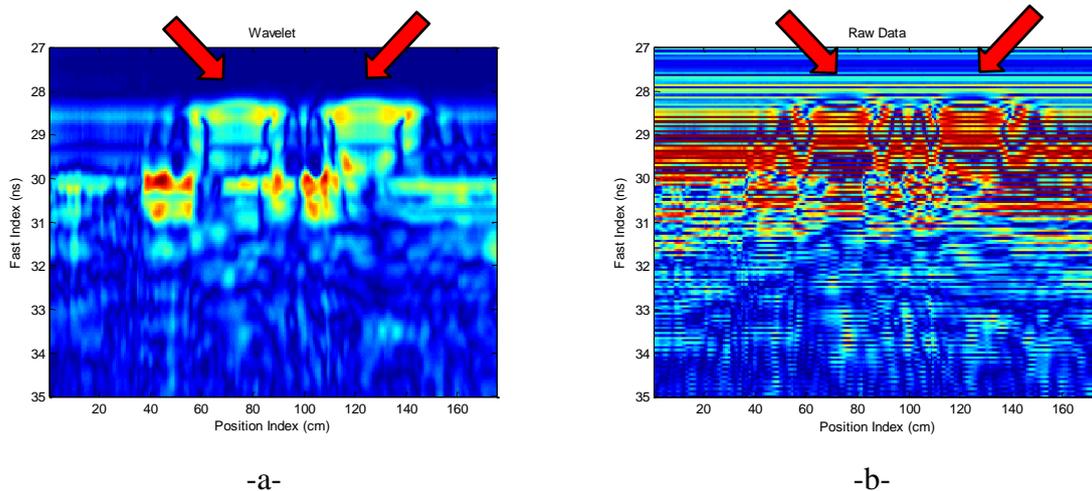


Fig. 3.35 Medida –a- wavelet –b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 50 cm y a una distancia de 55 cm del lector UWB

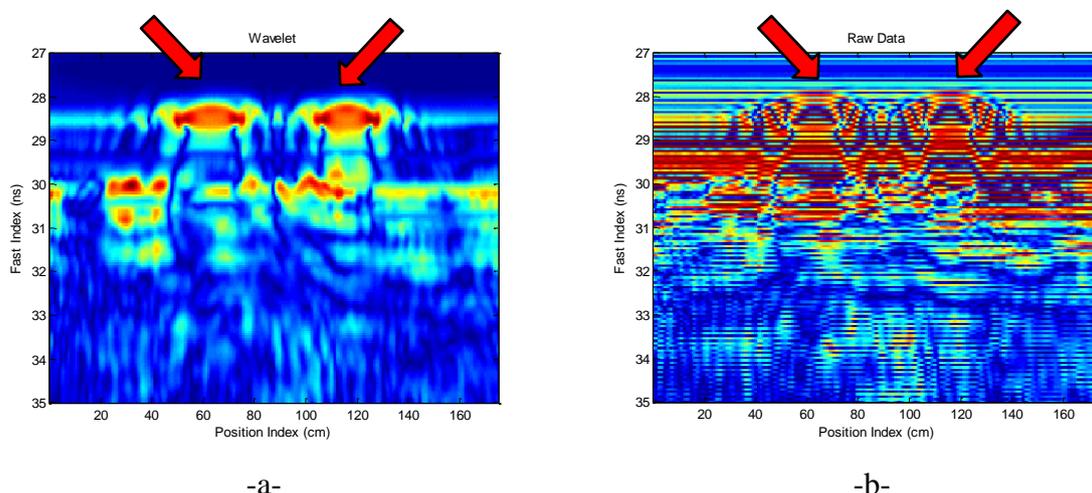


Fig. 3.36 Medida –a- wavelet –b- medida raw con dos tags de 5 cm de ancho, separados 50 cm y a una distancia de 52 cm del lector UWB

3.3.1.5 Separación de 60 cm entre reflectores.

Las siguientes medidas muestran dos tiras metálicas separadas 60 cm a distancias de lectura variadas. . La Fig. 3.37 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 58 cm de las antenas. La Fig. 3.38 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 55 cm de las antenas. Por último, la Fig. 3.39 muestra la medida de dos tiras de metal a una distancia de 52 cm de las antenas.

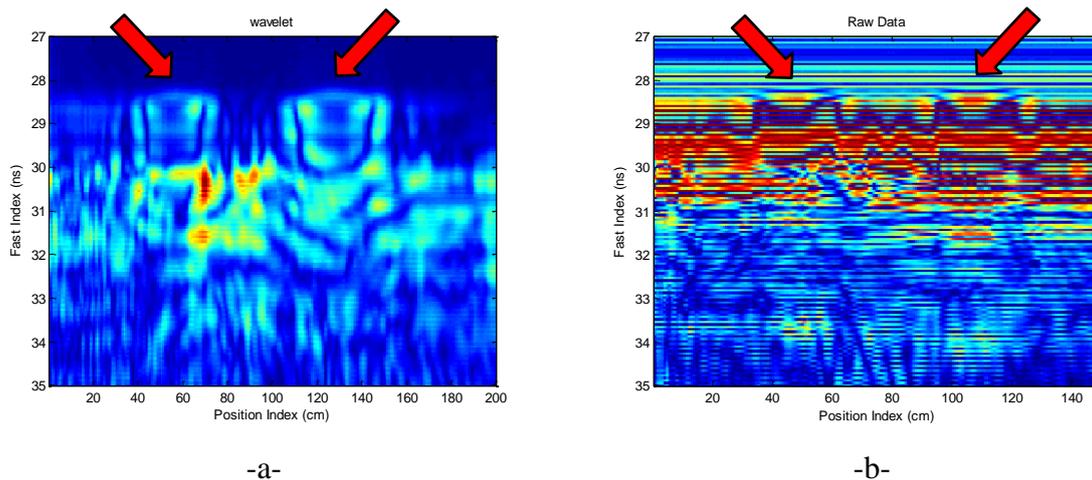


Fig. 3.37 Medida *-a- wavelet -b- medida raw* con dos *tags* de 5 cm de ancho, separados 60 cm y a una distancia de 58 cm del lector UWB

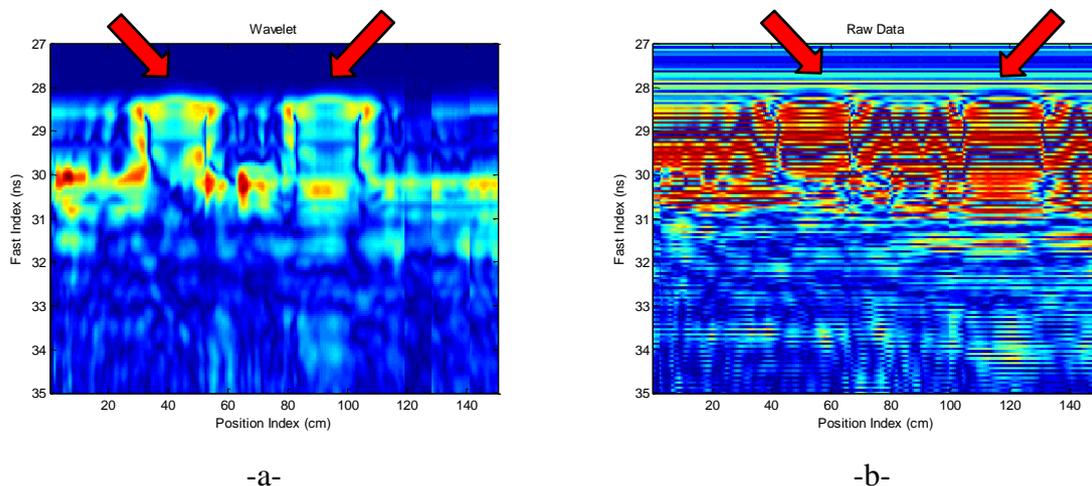


Fig. 3.38 Medida *-a- wavelet -b- medida raw* con dos *tags* de 5 cm de ancho, separados 60 cm y a una distancia de 55 cm del lector UWB

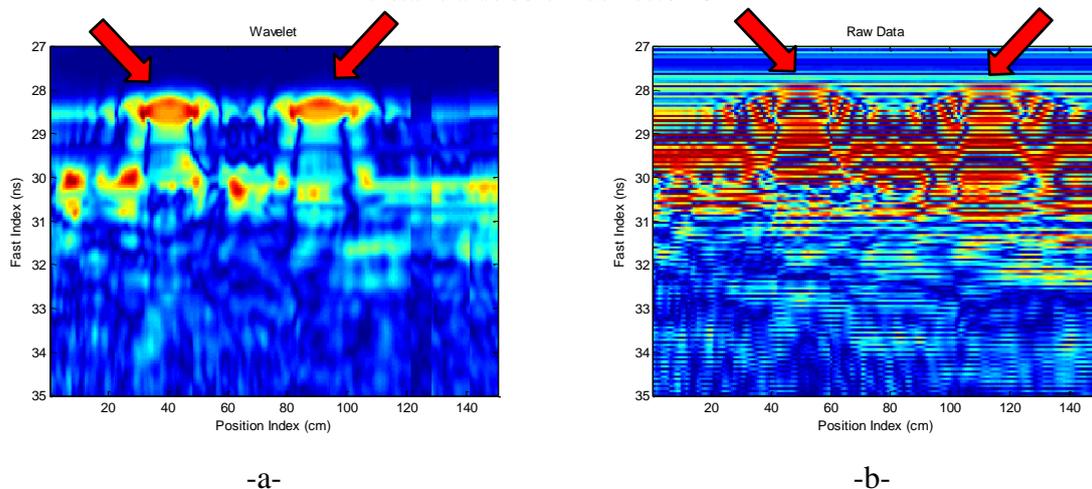


Fig. 3.39 Medida *-a- wavelet -b- medida raw* con dos *tags* de 5 cm de ancho, separados 60 cm y a una distancia de 52 cm del lector UWB

3.3.1.6 Conclusiones

Como resultado de estas medidas podemos concluir que cuanto menor es la distancia de separación entre las tiras peor es la lectura de éstas ya que se solapan las hipérbolas, como podemos ver en el apartado 3.3.1.1 con una separación de 20 cm. A partir de una separación de 30 cm las tiras metálicas pueden ser perfectamente leídas y detectadas.

3.4 Referencias Bibliográficas

- [3.1] Wenhua Yu,Raj Mittra. Advanced FDTD Methods: Parallelization, Acceleration, and Engineering.
- [3.2] <http://es.mathworks.com/products/matlab/>
- [3.3] <http://www.gprmax.com/code/UserGuideV2.pdf>

4 TAGS CHIPLESS

4.1 Resultados experimentales de las medidas

En este capítulo presento tres casos de estudio con *tags chipless*. En la fig 4.1 se muestra la antena UWB utilizada, así como la línea de transmisión utilizada como línea de retardo conectada a la antena UWB. El primer caso con un retardo introducido por un línea de longitud $L = 25$ cm que agrega un retardo de unos 2.3 ns aproximadamente (retardo 1/3), en el segundo caso doblamos la longitud de la línea para conseguir un retraso de 4.6 ns (retardo 2/3) y del mismo modo con el último caso consiguiendo así un retraso de 6.9 ns (retardo 3/3). Al igual que en las otras medidas aquí también se hace la resta de la primera medida justo antes de comenzar a mover el lector para sustraer el *background*.

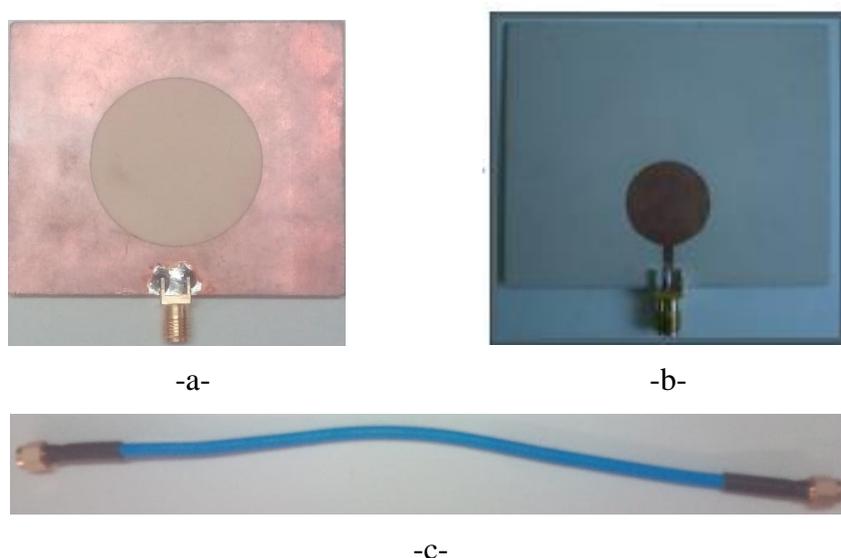


Fig. 4.1 Fotografías de la antena monopolo anular UWB.

4.1.2 Retardo 1/3

A continuación se muestran las medidas tomadas sobre la antena UWB con tres líneas de transmisión conectadas a ésta, con una longitud total de 25 cm y un retardo introducido de 2.3 ns. La Fig. 4.2 muestra la medida del *tag* a una distancia de 61 cm de las antenas. La Fig. 4.3 muestra la medida del *tag* a una distancia de 58 cm de las antenas. La Fig. 4.4 muestra la medida del *tag* a una distancia de 55 cm de las antenas y por último, la Fig. 4.5 muestra la medida del *tag* a una distancia de 52 cm de las antenas.

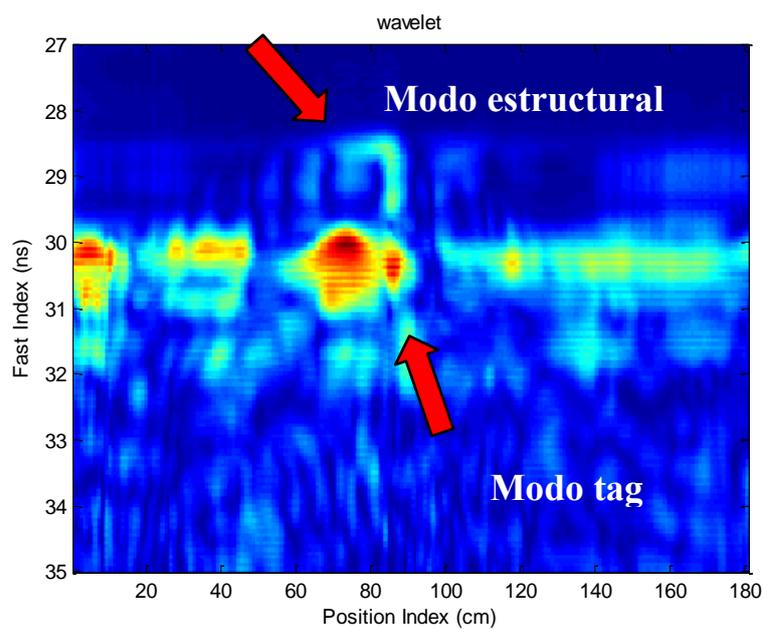


Fig. 4.2 Medida *tag chipless* con retardo 2.3 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 61 cm.

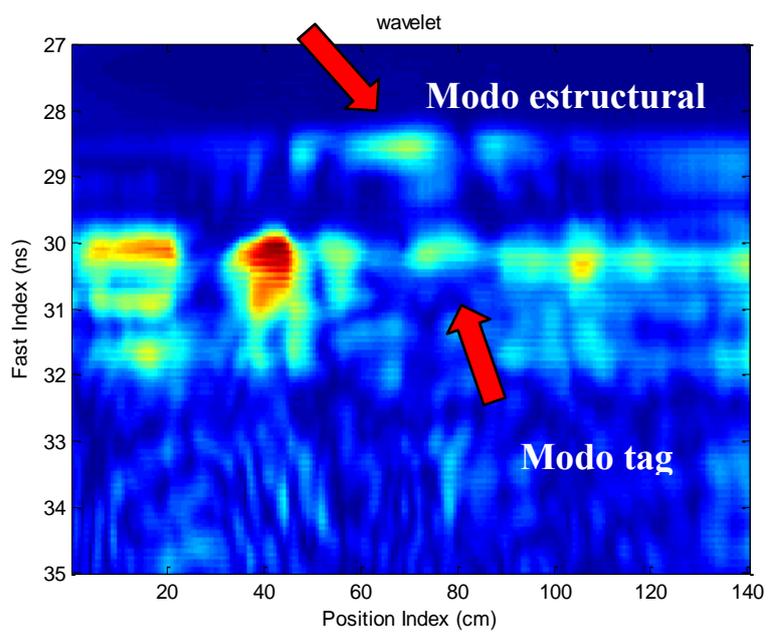


Fig. 4.3 Medida *tag chipless* con retardo 2.3 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 58 cm.

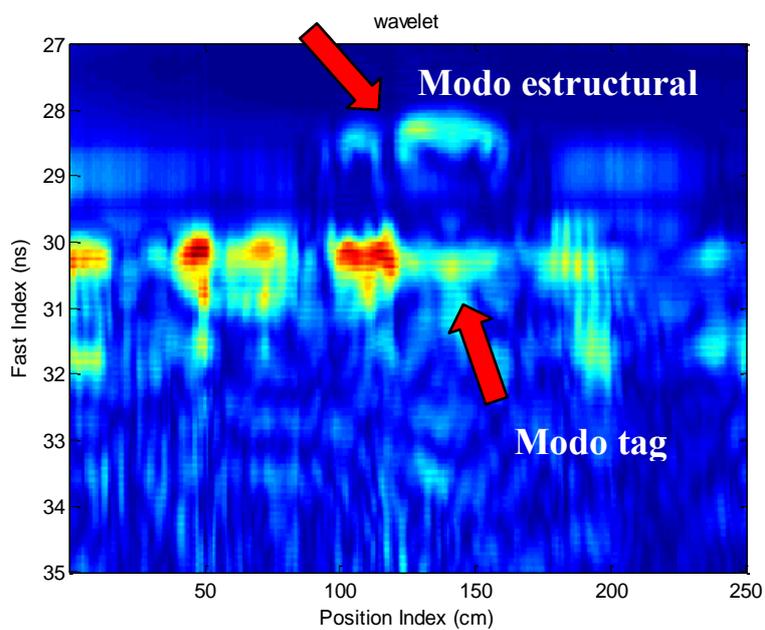


Fig. 4.4 Medida *tag chipless* con retardo 2.3 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 55 cm.

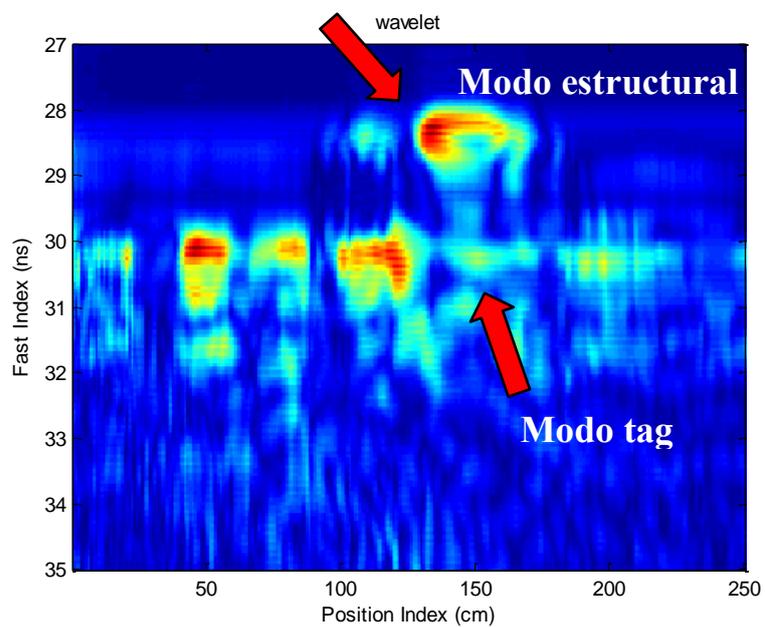


Fig. 4.5 Medida *tag chipless* con retardo 2.3 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 52 cm.

4.1.3 Retardo 2/3

En este apartado se muestran las medidas hechas sobre la antena UWB con dos líneas de transmisión conectadas a ésta, con una longitud total de 50 cm y un retardo introducido de 4.6 ns. La Fig. 4.6 muestra la medida del *tag* a una distancia de 61 cm de las antenas. La Fig. 4.7 muestra la medida del *tag* a una distancia de 58 cm de las antenas. La Fig. 4.8 muestra la medida del *tag* a una distancia de 55 cm de las antenas y por último, la Fig. 4.9 muestra la medida del *tag* a una distancia de 52 cm de las antenas.

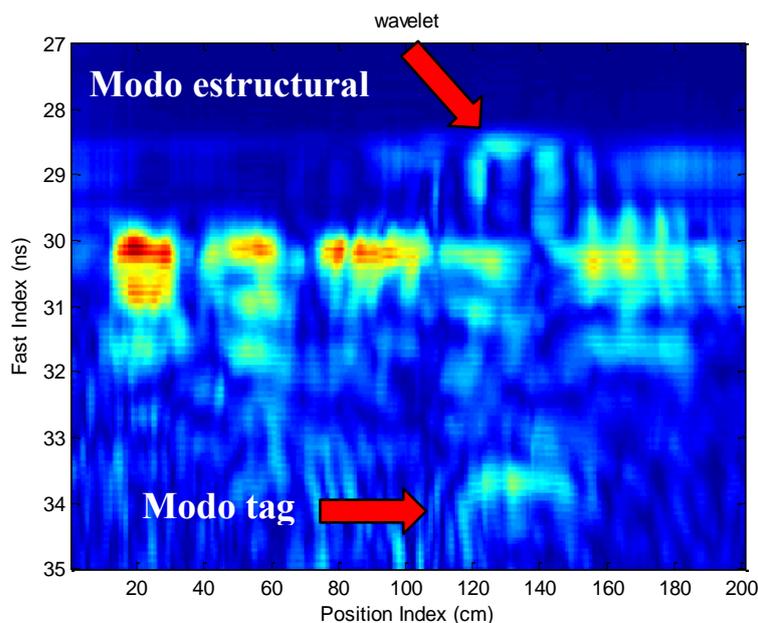


Fig. 4.6 Medida *tag chipless* con retardo 4.6 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 61 cm.

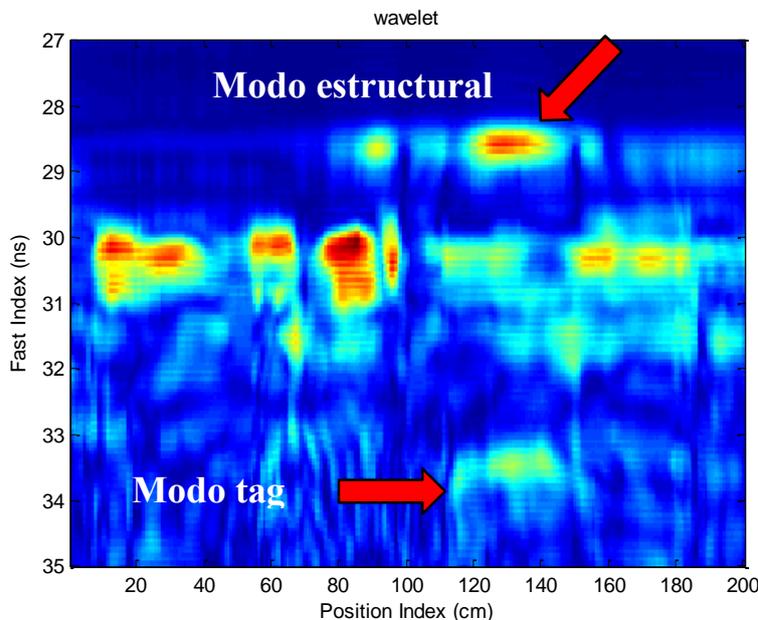


Fig. 4.7 Medida *tag chipless* con retardo 4.6 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 58 cm.

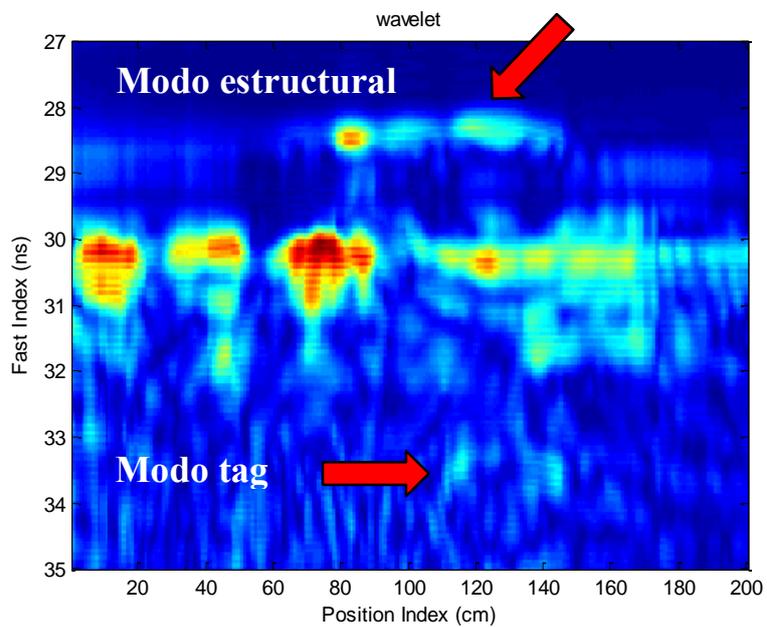


Fig. 4.8 Medida *tag chipless* con retardo 4.6 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 55 cm.

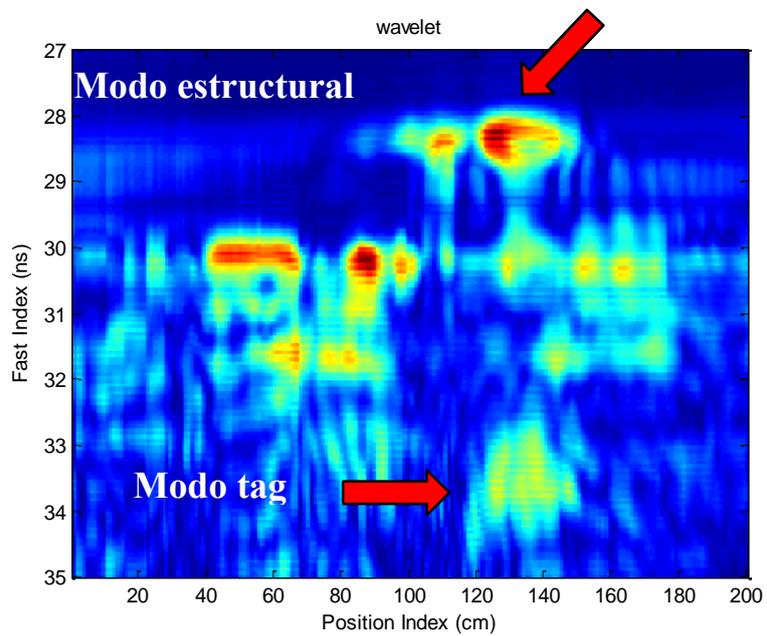


Fig. 4.9 Medida *tag chipless* con retardo 4.6 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 52 cm.

4.1.4 Retardo 3/3

A continuación se muestran las medidas tomadas sobre la antena UWB con tres líneas de transmisión conectadas a ésta, con una longitud total de 75 cm y un retardo introducido de 6.9 ns. La Fig. 4.10 muestra la medida del *tag* a una distancia de 61 cm de las antenas. La Fig. 4.11 muestra la medida del *tag* a una distancia de 58 cm de las antenas. La Fig. 4.12 muestra la medida del *tag* a una distancia de 55 cm de las antenas y por último, la Fig. 4.13 muestra la medida del *tag* a una distancia de 52 cm de las antenas.

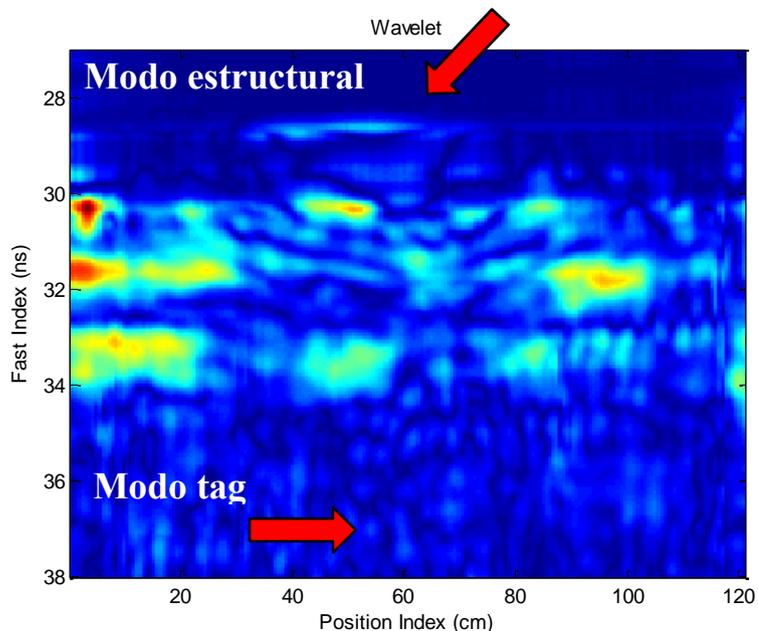


Fig. 4.10 Medida *tag chipless* con retardo 6.9ns a una distancia de las antenas al *tag* de 58 cm.

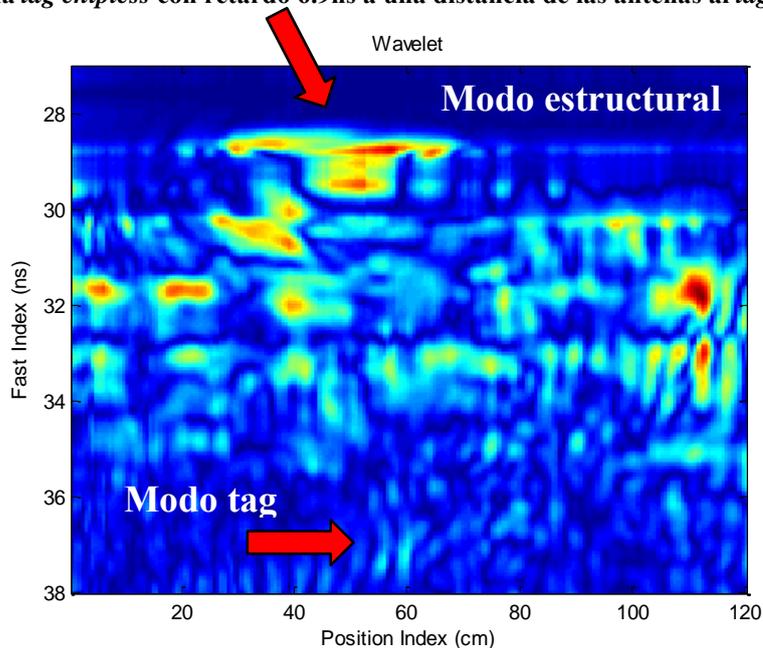


Fig. 4.11 Medida *tag chipless* con retardo 6.9ns a una distancia de las antenas al *tag* de 55 cm.

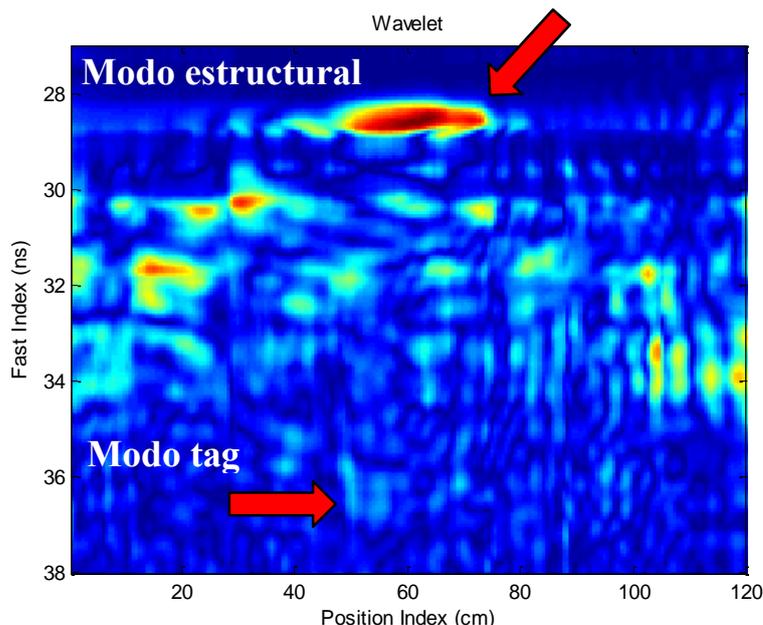


Fig. 4.12 Medida *tag chipless* con retardo 6.9ns a una distancia de las antenas al *tag* de 52 cm.

4.1.5 Conclusiones.

En este capítulo se ha presentado el estudio de los *tags chipless*. Se ha demostrado que mediante el uso de los radares UWB comerciales se pueden realizar lectores de bajo coste.

Se puede observar en las medidas que se requiere un *tag* de retardo largo para separar el modo *tag* de las reflexiones en el suelo. Podemos ver como con $L/3$ no somos capaces de diferenciar el modo estructural del modo *tag* ya que el retardo del cable es de 2.3 ns aproximadamente y queda enmascarado por el *clutter* del suelo. Sin embargo a partir de una $L = 2/3$ podemos diferenciar perfectamente y de forma simétrica el modo estructural del modo *tag*. Por último con una $L = 3/3$ no es posible detectar el modo *tag* debido a las pérdidas del cable.

Como podemos ver, en función de la longitud de la línea de retardo el modo *tag* aparece en un momento diferente. Dado que la etiqueta tiene una pequeña RCS en comparación con una tira de metal, es difícil detectar en este caso la forma hipérbola, y la estimación de la posición de la etiqueta es más inexacta. Sin embargo, para fines de identificación, el *tag* se puede leer. Una combinación de este método con el propuesto en la anterior sección (reflectores pasivos), podría ser realizada añadiendo un tira de metal para el aumento de la RCS del *tag*, lo que daría lugar a la posibilidad de la detección del *tag* (modo estructural) y la identificación del retraso entre el *tag* y el modo estructural.

5 COMBINACIÓN DE REFLECTORES PASIVOS CON TAGS CHIPLESS

5.1 Introducción

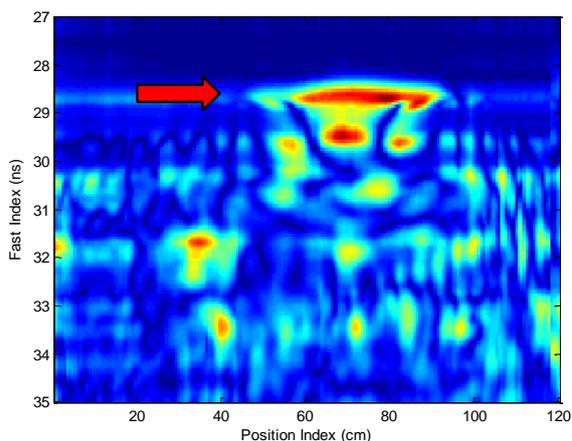
En este capítulo se presenta una combinación de los dos casos anteriores estudiados. Dada la reflexión y valoración que se hizo en el capítulo 2.3 *Tags Chipless*, dónde se mencionó una posible solución a la detección de los *tags chipless* por su pequeña RCS, lo que se pretende en esta sección es poder utilizar la ventaja de los tags chipless en cuanto a la memoria de codificación de información y poder aumentar su RCS mediante la adición de una tira de metal (3. Reflectores pasivos) de modo que se pueda determinar con mayor exactitud donde se encuentra el *tag*.

En esta sección sólo se estudian dos casos, los correspondientes a una línea de transmisión con retardos 4.6 y 6.9 ns ($L = 2/3$), ya que como se demostró en el capítulo anterior con una longitud de $L = 1/3$ es imposible poder separar el modo estructural del modo *tag* ya que este último queda enmascarado por el *clutter* del suelo y con una $L = 3/3$ tampoco es viable debido a las pérdidas del cable.

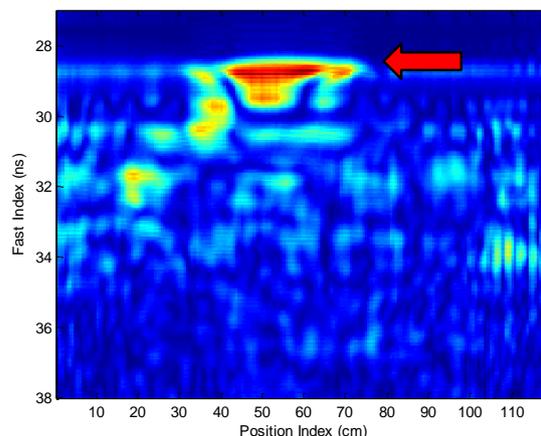
5.1.1 Retardo 2/3

Las **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**y 5.2.a muestran las medidas del *tag* sin ninguna línea de transmisión conectada, es decir, sin retardo incorporado. Las Fig. 5.1.b y 5.2.b muestran las medidas del *tag* con una $L = 2/3$ incorporando así un retardo de 4.6 ns.

Las medidas han sido tomadas a una distancia del lector al *tag* de 55 cm y 52 cm, respectivamente, tomadas como distancias óptimas en consecuencia a los resultados obtenidos en capítulos anteriores.



-a-



-b-

Fig. 5.1 -a- Medida *tag chipless* sin línea de transmisión –b- medida *tag chipless* con retardo de 4.6 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 55 cm.

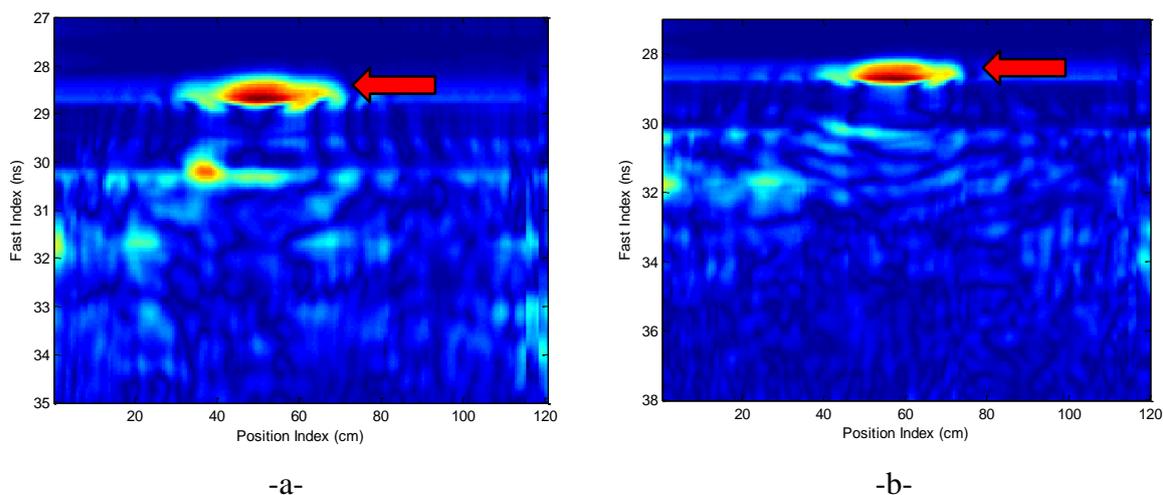


Fig. 5.2 -a- Medida *tag chipless* sin línea de transmisión –b- medida *tag chipless* con retardo de 4.6 ns a una distancia de las antenas al *tag* de 52 cm.

5.1.2 Conclusiones.

Dado que el modo *tag* es mucho más difícil de detectar que el modo estructural y habiendo ampliado la sección recta de la antena, aumentando así la reflexión, es prácticamente imposible poder ver el modo *tag*. Otro posible enfoque a la combinación de reflectores pasivos y *tags chipless* sería poner las tiras metálicas antes de un *tag chipless* de forma que pudiéramos utilizar las tiras para avisar de la llegada de un *tag*.

6 CONCLUSIONES

La primera conclusión del trabajo es que se han obtenido los objetivos planteados al inicio. A continuación se resumen en detalle los resultados obtenidos.

El trabajo final de grado ha estudiado la aplicación de la tecnología UWB para RFID. Concretamente, se ha propuesto una aplicación para *Smart floor* para mapeo de interior, localización y orientación, combinando la tecnología UWB RFID y las técnicas de detección GPR, enfocada a *tags* pasivos, proponiendo tres tipos de planteamientos para demostrar que la orientación en interior es posible: reflectores pasivos con tiras de metal, *tags chipless* y por último una combinación de estos dos. Cada enfoque ha demostrado sus ventajas y desventajas en términos de coste, complejidad, fiabilidad y alcance de lectura. Se ha revisado la teoría de los sistemas RFID UWB y se ha utilizado un radar UWB comercial como lector de bajo coste. Se ha demostrado que la utilización de reflectores metálicos y de *tags* basados en antenas UWB cargadas con una línea de retardo es factible para la aplicación de *smart floors*.

Como puntos negativos de las medidas, ha habido momentos difíciles, como se demuestra en el capítulo 5, de no saber a ciencia cierta donde estaba el modo *tag*. Una línea futura posible sería utilizar las tiras metálicas, en lugar de aumentar la sección recta, como aviso de un *tag*, poniendo éstas unos 30 cm delante para poder diferenciar bien tanto el reflector como el *tag*, como se demuestra en el capítulo 3.3.1.

Tal y como se ha demostrado en este trabajo, los reflectores pasivos y los *tags* UWB con codificación de tiempo ofrecen una solución simple y de bajo coste para el seguimiento y orientación en suelos inteligentes. Sin embargo, son menos robustos al ruido y tienen una precisión inferior que los *tags* semipasivos o activos, por lo que serían unas posibles líneas futuras interesantes de estudiar. Estos son más costosos y complejos que los estudiados en este trabajo, pero con una mayor fiabilidad, precisión y con la posibilidad de almacenar mayor cantidad de información.

7 ANEXOS

7.1 ANEXO II. Data Sheet PulsON 400

7.1.1 Overview

This data sheet describes Time Domain's PulsON 400 (P400) Monostatic Radar Module (MRM). The MRM consists of four key components:

- P400 hardware platform
- Application Programming Interface (API)
- Graphical User Interface (GUI)
- MRM Service

Hardware: The P400 MRM, shown in **Figure 9.1**, is a small, low-power and affordable mono-static radar platform that provides more than one gigahertz (GHz) of radio frequency (RF) bandwidth at a center frequency of approximately 4 GHz. The device is intended for use as an OEM module. Except for the addition of a second antenna, the MRM hardware is identical to that used by Time Domain's Ranging and Communications Module (RCM).



Fig. 7.1 P400 MRM with pair of attached Broadspec antennas

API: The user controls and monitors the P400 MRM through a simple API over either an Ethernet or Serial connection. The API provides the commands and capabilities required by a user to develop applications for a single MRM or a networked system of multiple MRMs. The API runs on both Windows Vista® and Windows 7®. Time Domain is focused on providing a robust, high-performance radar front-end, with a full-featured, flexible interface that provides coherently integrated radar scan information.

MRM Service: The MRM Service is a Windows Service provided with MRM-RET. It is installed on the host computer during the initial software installation and runs when the PC is booted. If the user desires, the service can be remotely operated such that it runs on a different computer than the host. If the service is selected, then the raw scans produced by the P400 MRM are post processed and provided to MRM-RET. Based on operator instruction, the MRM Service will band-pass filter, motion filter, and perform Constant

False Alarm Rate (CFAR) target detection processing on the raw scan data. The processed data is provided to MRM-RET for display and logging. The user has the option of applying several different types of filters. For more a detailed description, consult the *MRM-RET User Guide*.

A system block diagram is provided in **Figure 9.2**.

Radar App (MRM-RET) P400 MRM Configuration Radar Data Request Raw Scan Data
 P400 UWB Radar Front End Host PC: API Based User Apps & Service MRM Service
 Config Filtered Data

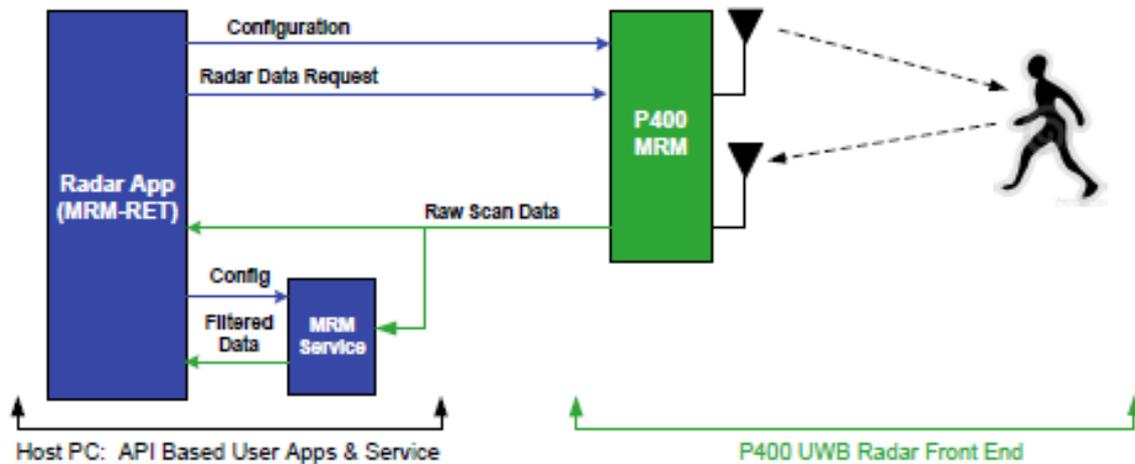


Fig. 7.2 Illustration of the interface to an MRM

MRM-RET will receive the raw data either directly from the MRM (if the MRM Service is not connected) or from the MRM Service (if the MRM Service is connected).

Key Features of the P400 MRM

- Excellent performance in high multipath and high clutter environments
- Coherent signal processing extends operating range at very low signal power levels
- P400 MRM provides raw scans for post processing
- UWB chipset enables low cost, small size, and low power operation
- UWB waveform and pseudo random encoding ensures noise-like transmissions with a very small RF footprint
- Seven separate channels provided, more are possible
- RF transmissions from 3.1GHz to 5.3 GHz, with center at 4.3 GHz
- Two user-configurable antenna ports for dual antenna operation
- RF emissions compliant with FCC limits
- Single 3"x 4" (7.6 x 10.2 cm) board
- Ethernet or Serial interface
- Support for several low power sleep modes (details provided in the *MRM API Specification*)

In the very near future it is anticipated that the MRM will also support the following enhancements:

- Different integration rates for different distances (segment control)
- Operation with a single antenna

Typical Applications of the P400 MRM

- Robotics
- Tagless tracking
- Proximity detection
- Collision avoidance
- Security applications
- Presence/intrusion detection
- Unattended ground sensors
- Surveillance
- Through-wall sensing

It should also be noted that since the P400 MRM and P400 RCM share the same hardware, it is also possible to construct hybrid systems that combine the capabilities to address applications that would benefit from monostatic radar, UWB communications and UWB ranging.

Finally, it is Time Domain's intention to offer the following additional capabilities in the future:

- Bi-static radar
- Multi-static radar
- Ranging/communications network

The balance of this document focuses on describing the P400 MRM hardware, and is broken into sections which are described below. Additional information including the API, software manuals, applications notes, white papers, examples, published papers, etc. can be found on the web at www.timedomain.com.

Section 2 provides and describes the P400 block diagram

Section 3 discusses the physical interfaces

Section 4 provides mechanical details

Section 5 describes performance

Section 6 discusses regulations and export compliance

7.1.2 Hardware Block Diagram

This section provides a high level description of the P400 MRM functional hardware block diagram (shown in **Figure 9.3**). Additional detail on the various interfaces is provided in Section 3.

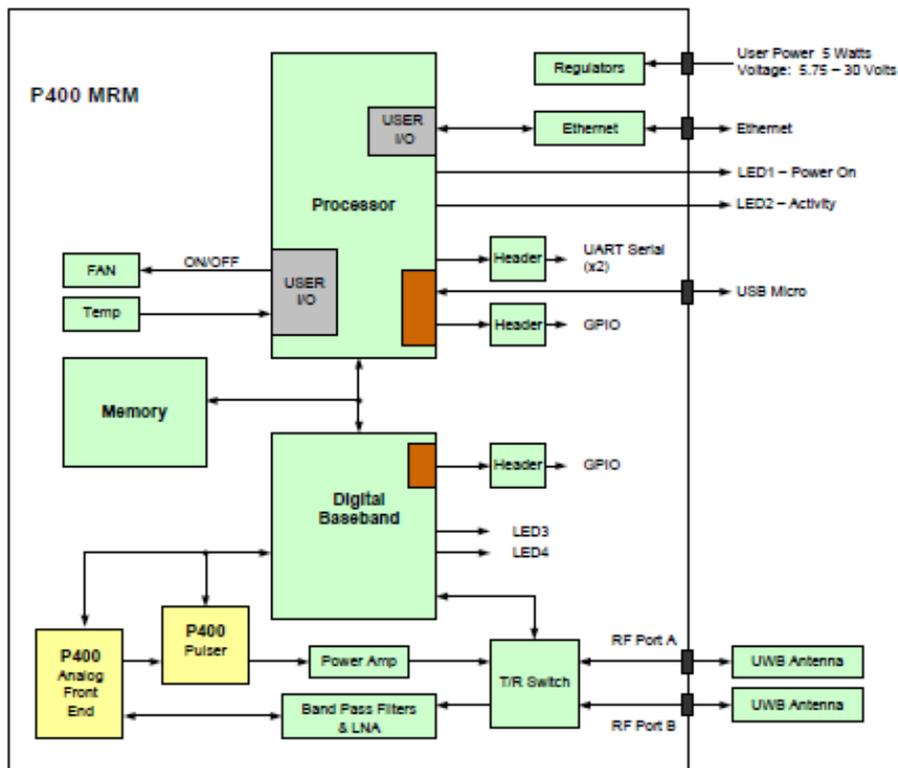


Fig. 7.3 P400 MRM hardware functional block diagram

To power the board, the user must supply 5 watts at any voltage between 5.75-30V. This can be accomplished either with the provided power supply or from a battery. Indicating lights provide operating status information.

The user can interface to the MRM through either Ethernet (standard jack) or a serial connection (header). In addition, the user can request the MRM to report the board temperature and can command the fan to turn on or off.

The processor manages the interfaces and controls the radar front-end through a Digital Baseband FPGA. The radar front-end has been implemented using Time Domain’s custom P400 UWB chipset. More specifically, the FPGA configures the Time Doman P400 Pulser chip (UWB transmitter) and P400 Analog Front End (AFE) chip (UWB receiver), provides timing signals and out-going data, receives incoming data, controls the position of the transmit/receive (T/R) switch, and performs coherent pulse integration.

7.1.3 Interfaces

This section provides a detailed description of the various P400 MRM interfaces. The overall board image in **Figure 9.4** is referenced throughout this section.

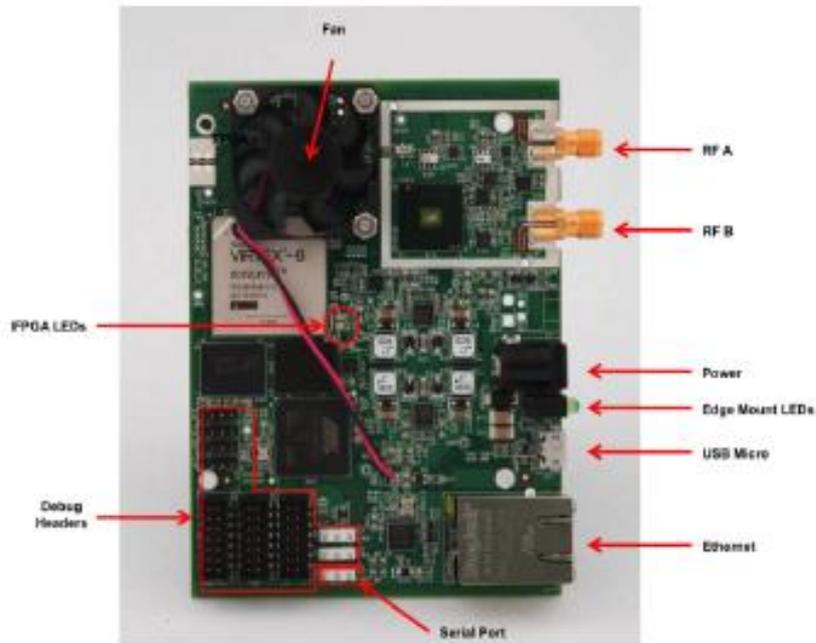


Fig. 7.4 Photo of the MRM highlighting key interfaces

One of the GPIO pins has been reserved for use with supporting the power down or sleep modes. This operation is detailed in the *MRM API Specification*.

7.1.3.1 Power

The P400 MRM is normally powered by a modular power supply (sold by Time Domain) that plugs directly to the P400 barrel connector power jack. Alternatively, the user can install alternate SIP connectors using either of two pairs of mounting holes shown in **Figure 5**. The pair of holes on the right is intended for a two position, 0.1 inch pitch header (Digi-Key part number WM8072-ND). The pair of holes on the left is intended for a locking, two position, 3.96mm connector (Digi-Key part number 455-1648-ND). The round hole is connected to ground. The square hole is for the supply voltage. The input power is specified in **Table 9.1**.

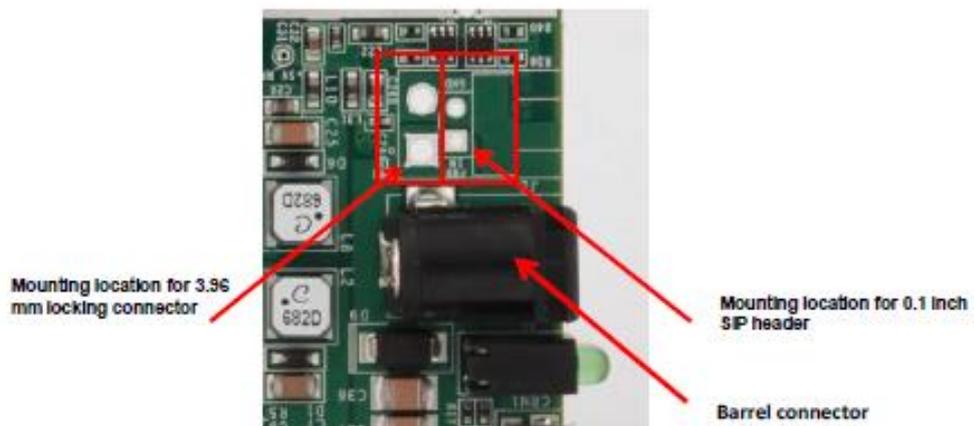


Fig. 7.5 Alternate Power Connections

Parameter	Description	Min	Typical	Max	Unit
V _{IN}	Input voltage to P400	5.75		30.0	Volts
I _{IN}	Input current to P400	0.9		0.17	Amps

Taula 7.1 Input voltage and current requirements

The user must take care to insure that cabling from the MRM to the power supply is not excessively inductive. If the cabling is inductive, then connection to the power supply may result in a 2x increase voltage that in some cases is sufficient to destroy the MRM regulator. Damage can be avoided by any of the following steps.

- Limit the length of cabling from MRM to power supply to less than than 15 cm (6 inches)
- Limit the power supply voltage to a maximum of 15 volts.
- Insure that the cable has a minimum resistance of 1 ohm.

Taking any of these steps will eliminate the possibility of damage.

7.1.3.2 Indicator Lights

The P400 is provided with four indicator LEDs. Two are mounted on the edge of the board and two are mounted adjacent to the Digital Baseband FPGA. See **Figure 9.4** for exact locations.

Edge Mount LEDs - The amber LED indicates that power to the board is on. The green LED is off until the P400 has booted and is running. Once running, the LED will turn on solid. After that, it will toggle every time a scan is produced.

FPGA LEDs - The amber LED is initially off. After a few seconds, it will toggle at 1Hz to indicate that the FPGA has passed Built-In Test (BIT). If the FPGA fails BIT, then the amber LED will blink much faster at approximately 10 Hz. The green LED is initially off, indicating that the FPGA has not been loaded. It blinks rapidly to indicate that the FPGA has been loaded and is getting a clock. After that, a steady on or off indicates a failure.

7.1.3.3 Ethernet and Serial Interfaces

The P400 MRM offers several different interfaces that allow users to control the module according to their specific application needs. The two standard interfaces currently supported by the API are: Ethernet 10/100 through an industry standard RJ-45 jack and a serial interface through a 0.1” SIP header.

The protocol used to communicate with the MRM is fully defined in the *MRM API Specification*. That document also has additional information oriented to customers using the Ethernet interface to control the MRM.

The MRM board has a 3.3V serial universal asynchronous receiver transmitter (UART) port which customers can also use to communicate with the MRM. The serial interface for the MRM is identical to that of the RCM. Information on the serial interface for both is provided in the Time Domain application note *Using the RCM Serial Interface*.

Although the MRM currently supports Ethernet and TTL Serial data interfaces to the host, Ethernet is recommended for PC/Laptop hosts while Serial is intended primarily for embedded hosts. In addition, the board has the hardware capability to potentially implement the MRM command /response protocol through additional interfaces including: USB (Micro), USB Host, two separate SPI ports, an additional serial port, four processor 3.3 volt FPGA GPIO pins, and four 2.5V FPGA GPIO pins. Logic and drivers for these interface resources will be developed based on individual service agreements.

7.1.3.4 Antennas

The P400 MRM has two antenna ports, designated Port A and Port B. The connector used on each port is a standard polarity SMA connector (Digi-Key part number J801-ND). The two ports enable single and dual antenna modes of operation.

An RF transfer switch on the P400 MRM controls how the RF electronics are connected to the SMA connector. The switch supports 4 configurations: Transmit/Receive on Port A, Transmit/Receive on Port B, Transmit on A, Receive on B, and Transmit on B, Receive on A. The user specifies the desired antenna configuration through the API.

While Time Domain provides our standard Broadspec UWB antenna and 90o elbow SMA connectors with the development kit, the SMA ports are standard. Any third party UWB antenna and extension cables can be used with these 50 ohm ports. Please be aware that using alternate UWB antennas will likely change the RF electrical distance between the antenna port and the phase center of the antenna. Failure to account for such changes may result in an offset or bias error in range computation.

7.1.3.5 Fan

A small fan (2.5CFM) has been provided on the MRM. This fan is located between and above the FPGA and P400 AFE chip. Although these chips are manufactured to operate at high temperatures, the fan is used to provide a modest amount of heat removal required for optimal operation across all specified temperature and performance ranges. The fan can be turned off (through the API) or physically removed, but some degradation in maximum distance or accuracy may be encountered at high temperatures.

7.1.4 Mechanical

Board outlines and mounting hole locations are indicated in **Figure 9.6**. There are 4 mounting holes. Three are indicated in the drawing, the fourth is located underneath the RF shield and is not shown on the drawing. The fourth hole is symmetric with the other three. Board profile is shown in **Figure 9.7**. The board comes with 4 rubber feet, which are removable. All units are English.

Contact Time Domain for 3D CAD files in support of integration or enclosure design.

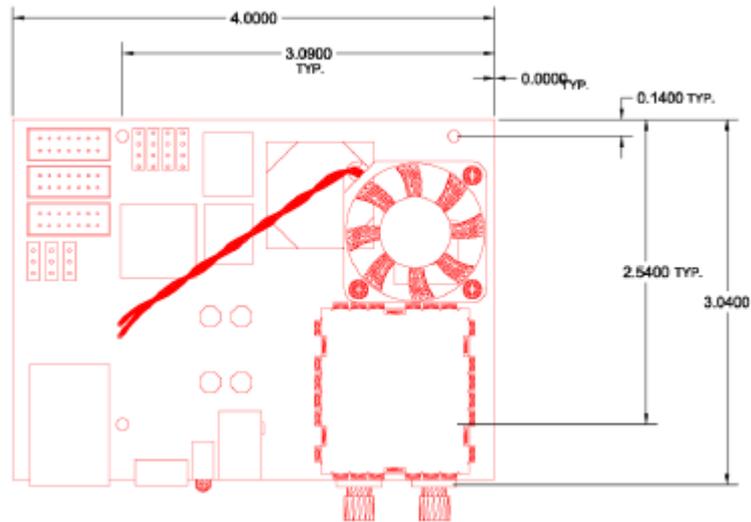


Fig. 7.6 P400 top view

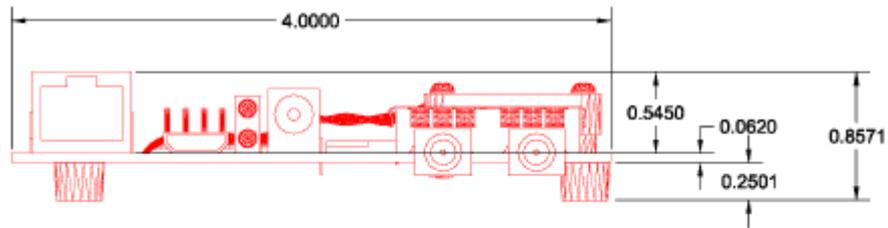


Fig. 7.7 P400 front view

7.1.5 Performance

Table 2 summarizes the P400 MRM specifications and key performance parameters. Performance of a fielded system will be based on an optimal selection of pulse integration, which affects both maximum distance and update rate.

P400 Specs	Value
Physical Parameters	
Dimensions (with mounting feet):	4" x 3" x 0.85" = 10.2 in ³
Dimensions (without feet or Ethernet jack)	4" x 3" x 0.60" = 7.2 in ³
Temperature:	Operating: -10C to 65°C Storage: -40C to 85°C
Humidity:	Up to 95%, non-condensing
Power Requirements:	5.75V to 30V DC
Typical Power Consumption & Transition Times:	
- Initial boot	4.83 Watts
- Active and scanning	6.90 Watts
- Active but not scanning	3.94 Watts
- IDLE	3.94 Watts (Enter: 1.2 ms, Exit: 1.2 ms)
- Standby_E	2.08 Watts (Enter: 1.2 ms, Exit: 2.9 ms)
- Standby_S	1.75 Watts (Enter: 1.3 ms, Exit: 2.9 ms)
- Standby_D	1.77 Watts (Enter: 2.5 ms, Exit: 4.0 ms)
User Interfaces/Devices	
Standard PC/Laptop Interface:	Ethernet/UDP
Standard embedded host interface:	3.3V TTL Serial UART 115.2kbps, 8, n, 1
Hardware Interfaces available but not currently supported:	<ul style="list-style-type: none"> • USB Device (Micro connector) • USB Host (header) • Additional Serial UART • SPI #1 and SPI #2 • Four 3.3V Processor controlled GPIO pins • Aux 5.0V, 3.3V and 2.5V supply • Four FPGA controlled 2.5V GPIO pins
On Board Temperature Sensor	-20°C to 55°C +/- 1.0°C
RF Characteristics	
Operating Band:	3.1GHz to 5.3 GHz
Center Frequency:	4.3 GHz
Received Equivalent Rectangular Bandwidth:	1.35 GHz
Average transmit power (10.1MHz):	Mode 1: FCC 15b compliant (-14.5 dBm) Mode 2: experimental non FCC up to +2.3 dBm
Peak transmit power:	Mode 2: 23.7dBm
Antenna Ports A&B:	Standard 50 Ohm SMA coaxial connector
Antennas Supported:	Compatible with Time Domain BroadSpec™ Toroidal Dipole Antenna (0 dB) as well as a variety of 3 rd party UWB antennas.
Antenna Control:	User cross-bar configured as either Tx on A and RX on B or Rx on A and Tx on B.
Noise Figure:	4.8 dB
Integration Limit:	Min: 64:1 Max: 32768:1
Dynamic Range:	
Integration: 1 (instantaneous)	30 dB
Integration: 64 (PII=6)	48 dB
Integration: 32768 (PII=15)	75 dB
Transmit Pulse Repetition Rate	10.1MHz (default - others available)
Channelization:	7 user selectable pseudo-random pulse interval channels. Others available for special applications.

Fig. 7.8 MRM performance characteristics

7.1.6 Regulations and Export

The MRM has been designed to be in compliance with the Federal Communications Commission (FCC) regulations governing both UWB hand-held systems (Part 15.519) also known as “battery powered devices” and UWB Surveillance Systems (Part 15.511). This means that the device can be incorporated in a wide variety of products including mobile tracking systems, mobile locators, radar-based locators, guidance and position systems, radar fences and communication devices.

Please note that while the MRM is designed for unlicensed operation, it has not been certified by the FCC. Certification must be done once the MRM has been integrated into the final mechanical design or housing, as well as with the antenna intended for product rollout or fielding. Both the housing and the antenna can impact unintentional and

intentional emissions respectively. Time Domain is available to assist you with the certification process.

Based on requirements from a number of government and site-license customers, the MRM is capable of transmitting at power levels in excess of the FCC limits for enhanced performance. In order to use these higher powers, please consult and seek authorization from the appropriate regulatory agencies. Time Domain has expertise in working with regulatory agencies and can help as needed.

Additionally, the FCC regulations do not apply to many government or military applications. Proper governmental use is described in “Government Regulations for Non-Licensed UWB Systems - Annex K”. Developers interested in building a device for a particular government agency should discuss their application and Annex K with that agency’s Spectrum Manager.

Related to export, the Department of Commerce’s Bureau of Industry and Security has assigned the Export Commodity Control Number (ECCN) of 5A001b.4 to the P400 MRM. Products falling under ECCN 5A001b.4 are controlled for export purposes pursuant to the Commerce Control List for National Security and Antiterrorism. For the latest information from the Commerce Department on Export, please go to: <http://www.bis.doc.gov/licensing/exportingbasics.htm>.

7.2 ANEXO I. Ficheros Matlab

```

clear all;
close all;
clc;

% font=visa('agilent','GPIB0::6::INSTR');
% fopen(font);
%
% fprintf(font,'*RST');
% fprintf(font,'OUTPUT:STAT ON');
% fprintf(font,'APPL P6V, 0, 1');
% fprintf(font,'APPL P25V, 10, 1');
%
% pause(1);

%% Initialize Constants
mrmIpAddr = '192.168.1.100';
scanStartPs = 22000; % Adjust this to match antenna delay
C_mps = 299792458;
maxDistance_m = 4; % MRM will quantize to closest above this number
scanStopPs = scanStartPs + (2*maxDistance_m/C_mps)*1e12; % 1e12 ps in
one sec
pulseIntegrationIndex = 15; % The number of pulses per scan point
transmitGain = 0; % Tx power (0 for FCC legal)
scanIntervalTime_ms = 143; % Time between start of each scan in
millisecs
scanRes_ps = 61; % 61 picoseconds between each data point (from API.)
Used for plotting.
antennaMode=2;

%% Open a socket for communicating with the MRM
sckt = sckt_mgr('get');
if isempty(sckt)
    sckt_mgr('open');
end

%% Get the configuration of the MRM
get_cfg_rqst(mrmIpAddr,1)
[msg,msgType,msgID,mrmIpAddr] = read_pkt;
if isempty(msgID)
    error('Unable to communicate with the MRM')
end
[CFG,msgType,msgID] = parse_msg(msg);

%% Update the config structure & send to the MRM
% The MRM API specifies the variable types
CFG.scanStartPs = uint32(scanStartPs);
CFG.scanStopPs = uint32(scanStopPs);
CFG.pulseIntegrationIndex = uint16(pulseIntegrationIndex); % The
higher this is the higher the snr but longer it takes to scan
CFG.transmitGain = uint8(transmitGain);
CFG.antennaMode=uint8(antennaMode);
set_cfg_rqst(mrmIpAddr,2,CFG);

```

```

%% Read the confirm from the MRM
[msg,msgType,msgID,mrmIpAddr] = read_pckt;
if ~strcmp(msgType,'1101') % MRM_SET_CONFIG_CONFIRM
error(sprintf('Invalid message type: %s, should have been
1101',msgType));
end

%% Command radar to scan designated number of scans (-1 continuous)
scanCount = 1;
CTL.scanCount = uint16(scanCount); % 2^16-1 for continuous
CTL.reserved = uint16(0); % Aligns to word
CTL.scanIntervalTime = uint32(scanIntervalTime_ms*1000); % Microsecs
between scan starts
%%%%%% Parametres ENCODER
Npoints=2048;
maxDistance=.75; %Distancia maxima
resolution=5e-3;
AntennaHeight=0.6;
AntennaSeparation=0.15;

%-----Obro port serie encoder
s1=serial('COM4','BaudRate',9600);
fopen(s1);
t=linspace(scanStartPs./1e12,scanStopPs./1e12,480);
tau=t;
i=0;
xi0=readposition(s1);
x0=xi0;
x=x0;
xvector=0;
xant=x0;
while (abs(x-x0)<maxDistance),
x=readposition(s1);
if(abs(x-xant)>resolution),
i=i+1;
disp(i);
xvector(i)=x-x0;
xant=x;
%%%%%%%%%% Mesura Unica MRM
ctl_rqst(mrmIpAddr,msgID,CTL)
[msg,msgType,msgID,mrmIpAddr] = read_pckt;
[msg,msgType,msgID,mrmIpAddr] = read_pckt;
[scanInfo,msgType,msgID] = parse_msg(msg);
scanRaw = double(scanInfo.scanData);
for j = 1:scanInfo.numberMessages-1
[msg,msgType,msgID,mrmIpAddr] = read_pckt;
[scanInfo,msgType,msgID] = parse_msg(msg);
scanRaw = [scanRaw, double(scanInfo.scanData)];
end
%%%%%%%%%%
R(:,i)=scanRaw;
end;
end;

%fclose(font);
Distances=xvector;
fclose(s1); %Tanco port serie encoder

```

```

load %%nom del fitxer

%R=Ron;
I=find(tau>26e-9 & tau<40e-9);
figure(1);
imagesc(Distances*100,tau(I)*1e9,abs((R(I,:))));xlabel('Position Index
(cm)'); ylabel('Fast Index (ns)');
%imagesc(abs(hilbert(R)))
title('Raw Data');
%-----
%%% Trec el background promig totes

for i=1:length(tau),
    Ym(i)=mean(R(i,:));
end;
Rm=R-Ym.*ones(size(Distances));

% %%% Trec el background promig primeres
Ix=Distances*100<15;

for i=1:length(tau),
    Ym(i)=mean(R(i,Ix));
end;
Rm=R-Ym.*ones(size(Distances));

    Rm=zeros(size(R));
    for i=1:length(tau),
        mmig=mean(R(i,:));
        Rm(i,:)=R(i,:)-mmig;
    end;

figure(2);
imagesc(Distances*100,tau(I)*1e9,abs((Rm(I,:))));xlabel('Position
Index (cm)'); ylabel('Fast Index (ns)');
title('Background subtraction');

figure(3)
mesh(abs(Rm))

%Hilbert
for i=1:length(Distances),
    Rm2(:,i)=abs(hilbert(Rm(:,i)));
end;
figure(4)
imagesc(Distances*100,tau(I)*1e9,abs((Rm2(I,:))));xlabel('Position
Index (cm)'); ylabel('Fast Index (ns)');
title('Envolvent TF Hilbert');

figure(20);
imagesc(Distances*100,tau(I)*1e9,20.*log10(abs(abs((Rm2(I,:))))));xlab
el('Position Index (cm)'); ylabel('Fast Index (ns)');
title('Envolvent TF Hilbert');

```

```

%Compensacio atenuacio
y=tau.*3e8/sqrt(5)*0.5;
AT=20; %20dB/m
for i=1:length(tau),
    Rm3(i,:)=Rm(i,:).*10.^(2*y(i)/20);
end;
figure(5)
imagesc(Distances*100,tau(I)*1e9,abs((Rm3(I,:))));xlabel('Position
Index (cm)'); ylabel('Fast Index (ns)');
title('Atenuacio compensada');

figure(6)
plot(tau*1e9,Rm3)

%Wavelet
for i=1:length(Distances),
    c = cwt(Rm(:,i),1:32,'cgau3');
    Rm4(:,i)=max(abs(c)).';
end

figure(7)
imagesc(Distances*100,tau(I)*1e9,abs((Rm4(I,:))));xlabel('Position
Index (cm)'); ylabel('Fast Index (ns)');
title('wavelet');

Dtall=115;%distancia al tag
[xx,Ix]=min(abs(Distances*100-Dtall));
Dtall=20;%Distancia clutter
[xx,Ic]=min(abs(Distances*100-Dtall));
figure(8);
plot(tau(I)*1e9,abs(Rm2(I,Ix)),tau(I)*1e9,abs(Rm2(I,Ic)))
xlabel('Fast Index (ns)');
grid
legend('Tag','Clutter')

figure(9);
Dtall=45;%distancia al tag
[xx,Ix1]=min(abs(Distances*100-Dtall));
Dtall=10;%Distancia clutter
[xx,Ix2]=min(abs(Distances*100-Dtall));
for i=Ix1:Ix2,
    plot(tau(I)*1e9,abs(Rm2(I,i)));
    hold on
    x=tau(I)*1e9;
    y=abs(Rm2(I,i));
    Iy=x>27&x<28;
    % Iy=x>29&x<30;
    my(i-Ix1+1)=max(y(Iy));
end
xlabel('Fast Index (ns)');
grid
hold off

figure(10);
plot(Distances(Ix1:Ix2)*100,my)
xlabel('cm');
ylabel('Amplitud mode tag')

```

